

NOSITEL  
VYZNAMENÁNÍ  
ZA BRANNOU  
VÝCHOVU  
I. A II. STUPNĚ



ŘADA B PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS PRO ELEKTRONIKU  
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ  
ROČNÍK XXXI/1982 • ČÍSLO 3

## V TOMTO SEŠITĚ

**Svazarm a elektronika** ..... 81

### OPERAČNÍ ZESILOVAČE v teorii a praxi

<b>Základní vlastnosti a pojmy</b> .....	82
<b>Základní vlastnosti a měření OZ</b> .....	83
<b>Mezní parametry OZ</b> .....	88
<b>Základní zapojení OZ</b> .....	89
<b>Praktická zapojení s operačními zesilovači</b> .....	90
Aplikace OZ v nf technice .....	96
Aplikace OZ v přijímačích .....	102
Aplikace OZ v napájecích zdrojích .....	103
Aplikace OZ v převodnicích .....	105
Aplikace OZ v měřicí technice .....	106
<b>Generátory periodických signálů různých průběhů – generátory funkcí</b> .....	109
Jednoduchý generátor funkcí .....	111
<b>Selektory hudby</b> .....	113
<b>Nortonův zesilovač</b> .....	117

## AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelském NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, 133 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7. Šéfredaktor ing. Jan Klábal, redaktor Luboš Kalousek, OK1FAC. Redakční rada: RNDr. V. Brunnhofer, K. Donát, V. Gazda, A. Glanc, I. Harminc, M. Háša, Z. Hradský, P. Horák, J. Hudec, ing. J. T. Hyán, ing. J. Jaroš, doc. ing. dr. M. Joachim, ing. F. Králík, RNDr. L. Kryška, J. Kroupa, ing. E. Möcik, V. Němec, RNDr. L. Ondříš, CSc., J. Ponický, ing. E. Smutný, V. Teska, doc. ing. J. Vackář, laureát st. ceny KG, J. Vorlíček, ing. J. Zima.

Redakce Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7, šéfredaktor linka 354; redaktor linka 353, sekretářka linka 355. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, pololetní předplatné 15 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS, ústřední expedice a dovoz tisku, závod 01, Kaňkova 9, 160 00 Praha 6. Tiskne NAŠE VOJSKO, n. p., závod 08, 162 00 Praha 6, Vlastná 710.

Za původnost a správnost příspěvku odpovídá autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy pouze po 14. hodině. Číslo indexu 46 044.

Toto číslo má vyjít podle plánu 26. 5. 1982.

© Vydavatelství NAŠE VOJSKO

# Svazarm a elektronika

Svazarm jako masová společenská organizace sdružující téměř milión členů svým výchovným a propagandistickým působením, svou reálnou vědeckotechnickou aktivitou značně ovlivňuje stav teoretické i technické připravenosti našich občanů a to jak přes jejich dobrovolnou účast v různých formách zájmové branné činnosti, tak i výcvikem branců a záloh. Účinnost a efekt této činnosti závisí na jejím pojetí, obsahu, úrovni řízení a metodickém vedení i materiálním zabezpečení. Branný charakter technických odborností je především v osvojování polytechnických dovedností a návyků a v dokonalém zvládnutí techniky, jakož i v získávání speciálních znalostí. V průběhu let vznikly ve Svazarmu dvě odbornosti, které převážně aplikují elektroniku do zájmové činnosti. Jsou to radiokluby, které především zabezpečují branné sportovní radioamatérské disciplíny a provoz spojovací techniky a hifi kluby vycházející ze zájmu o elektroakustiku a radiotechniku. Technické principy elektroniky se do určité míry využívají také v modelářství, motorismu a letectví. V současné době k těmto elektronickým svazarmovským odbornostem přibývá ve stále větší míře odbornost výpočetní a číslicové techniky. Aby v budoucnosti nedocházelo k dalšímu tříštění elektronických odborností, dojde v druhé polovině letošního roku k jejich sjednocení pod ústřední oddělení Elektroniky Svazarmu. Toto oddělení bude nadále zastřešovat úseky elektronické odbornosti. Tím se také výrazněji zvýší účinnost nově budovaných krajských a okresních kabinetů elektroniky, jejichž základním posláním bude zabezpečení rozvoje elektroniky ve všech oblastech činnosti ve Svazarmu. Tyto kabinety elektroniky mají zejména za úkol:

1. Poskytovat odbornou a metodickou pomoc klubům a ZO. Rozvíjet polytechnickou výchovu, zvláště mládeže v oblasti elektroniky a propagovat její význam pro rozvoj našeho národního hospodářství i pro obranu socialistické vlasti.
2. Připravovat odborné kádry v elektronice. Organizovat odborné kursy radio-techniky, elektroakustiky, radiového provozu, speciální kursy měřicí, televizní a výpočetní techniky a automatizace pro členy a nečleny Svazarmu.
3. Metodicky ovlivňovat a pomáhat při přípravě cvičitelů, branců a záloh ve své odbornosti.
4. Podporovat, propagovat a podílet se na zlepšovatelství a vynálezecké činnosti.
5. Organizovat odborné konzultace a kursy elektroniky.
6. Provádět poradenskou službu, technické konference, přednášky, besedy, technické soutěže, výstavy a vystoupení v masově hromadných sdělovacích prostředcích.
7. Poskytovat metodickou pomoc okresním kabinetům k jejich práci se základními organizacemi Svazarmu, branné technickými kroužky na školách, v pionýrských domech mládeže a v SSM. Podle svých možností se podílet na organizaci letních táborů mládeže.
8. Jako doplňkovou činnost a k podpoře praktické přípravy kádrů provádět zvukové a spojovací služby pro organizace Svazarmu i pro jiné organizace.
9. Podle plánů územních svazarmovských orgánů zřizovat měřicí pracoviště, dílny, učebny, zvuková a televizní studia.
10. Spolupracovat s útvary ČSLA, zařízeními FMEP, FMS a VTS a dalšími orga-

nizacemi, které se zabývají elektronikou.

Pro dosažení výrazného rozšíření základny využívání elektroniky a elektronických systémů i rozvoje pracovní iniciativy dělníků, techniků, inženýrů a vědeckotechnických pracovníků k urychlení procesu výzkumu, vývoje, výroby a zavádění těchto systémů nejen do svazarmovských činností, ale i do ostatních odvětví národního hospodářství, byla v únoru 1982 uzavřena „Dohoda o spolupráci na léta 1981–85“ mezi i. ederálním ministerstvem pro elektrotechnický průmysl (FMEP) a Ústředním výborem Svazu pro spolupráci s armádou. Úkoly, které z této dohody vyplývají pro FMEP jsou:

- Resort FMEP se bude aktivně podílet na zpracování a podpoře realizace koncepce zájmové hranné technické činnosti, mimoškolní polytechnické výchovy mládeže v oblasti elektroniky a podporovat využívání mikroprocesorů a mikropočítačů v této oblasti. Podílí se na přípravě kádrů pro rozvoj činnosti v celé této oblasti.
- FMEP vytvoří kolektiv pracovníků pro spolupráci na návrzích a realizaci programů využívání elektroniky.
- Resort FMEP bude společensky a technicky podporovat nejvýznamnější akce Svazarmu zvláště v oblasti elektroniky.
- FMEP bude podporovat ve všech svých výrobních, školních a vývojových organizacích vznik a činnost základních organizací a klubů Svazarmu, zvláště v oblasti elektroniky.
- FMEP a organizace jeho resortu budou podporovat polytechnickou výchovu mládeže v základních organizacích Svazarmu poskytovaním mimotole-  
rančních součástek a nepotřebných zá-  
sob za minimální úhradu při dodržování obecně platných předpisů a vyhlášek pro tvorbu cen. Aktivní pomoc poskytne při vybavování a provozu kabinetů elektroniky Svazarmu. FMEP bude ko-  
ordinovat další rozvoj obchodní sítě  
prodeje pro amatérské konstruktéry  
s potřebami Svazarmu v elektronice.
- Organizace FMEP při respektování  
vládního nařízení č. 161/1980 o finanč-  
ním hospodaření VHJ a výrobních pod-  
niků budou podporovat hospodářské  
zařízení Svazarmu ve smyslu materiá-  
lně technického zajištění svazarmovské  
činnosti při účelném využívání i pro-  
středků fondu kulturních a sociálních  
potřeb pro tyto účely.
- V rámci programu konstruktérských  
prací – FMEP na vytypované úkoly  
v oblasti výrobků spotřebního zboží  
bude zaveden systém společného vy-  
hlásování tematických úkolů. Svazarm  
bude podle této dohody:
- a) Na úseku polytechnické výchovy a pří-  
pravy kádrů:
- ÚV Svazarmu zpracuje a bude společně  
s organizacemi resortu FMEP realizo-  
vat koncepci pomoci elektronizace ná-  
rodního hospodářství, zaměřenou  
hlavně na oblasti polytechnické přípra-  
vy mládeže.
- Svazarm vytvoří podmínky ve vybra-  
ných střediscích a kabinetech elektro-  
niky dle územního principu pro školení  
členů i nečlenů Svazarmu ve využívání  
mikroprocesorových systémů.
- Svazarmovský tisk bude podporovat  
a propagovat nové technické směry čs.

elektroniky a aktivně se zapojuje do oblasti přípravy v oblasti elektroniky a mikroelektroniky.

- Svazarm bude úzce spolupracovat s FMEP na vývoji a zavádění prostředků pro polytechnickou výchovu mládeže.
- Vhodnou motivací propagace a podporou bude Svazarm rozvíjet zlepšovatelské a vynálezcké hnutí v oboru elektroniky a jejich aplikací ve všech oblastech národního hospodářství. Hodnocení výsledků bude prováděno společně.
- b) V plnění úkolů branné výchovy:
- Pomáhat v organizaci přípravy branců a záloh a CO v resortu FMEP.

- Pomáhat v zakládání základních organizací a klubů v resortu FMEP.
- Poskytovat pomoc v přípravě a doškolování řidičů v autoškolách Svazarmu pro resort FMEP.
- Rozvíjet základní branně technickou a branně sportovní činnost hlavně s účinnou mládeží resortu FMEP.
- Propagovat elektroniku při volbě povolání mládeže v klubech elektroniky.
- Přispívat k udržování styku zařízení resortu FMEP s jejich pracovníky v době základní vojenské služby.
- Sjednocením odbornosti ve Svazarmu, budováním kabinetů elektroniky a uzavřením „Dohody“ s FMEP vstupují elek-

tronické odbornosti ve Svazarmu do nové etapy svého rozvoje. Dosáhne se tak výraznějšího vlivu zejména na technicky orientovanou mládež a zvýší se podíl Svazarmu na její polytechnické výchově. Těmito opatřeními přispějí elektronické odbornosti ve Svazarmu ještě ve větší míře k naplňování závěrů XVI. sjezdu KSČ o potřebě přípravy odborných kádřů pro urychlenou elektronizaci národního hospodářství i pro zabezpečení vědeckotechnického rozvoje jakožto hlavního článku zvyšování efektivity československé ekonomiky.

JaK

# OPERAČNÍ ZESILOVAČE V TEORII A PRAXI

RNDr. V. Brunnhofer, RNDr. L. Kryška, ing. V. Teska

Operační zesilovač (OZ) je pojem relativně starého data, neboť vždy tvořil (a bude tvořit) základ každého analogového počítače. Analogové počítače elektronkové éry byly samozřejmě osazovány elektronkovými počítači zesilovači, které byly později nahrazovány zesilovači tranzistorovými. Takové zesilovače byly velmi komplikované, jejich konstrukce a údržba byly velmi náročné, a proto se jejich použití omezovalo kromě analogových počítačů na různé speciální aplikace (náročná měřicí technika apod.).

S rozvojem monolitické technologie výroby složitých obvodů v integrované formě se aplikace operačních zesilovačů rozšířily. Nízká cena monolitických operačních zesilovačů umožnila jejich využití i v amatérských podmínkách. Vedle měřicí a regulační techniky, kam zasáhly OZ nejdříve, se s operačními zesilovači setkáváme v níž zařízeních, v napájecích zdrojích, v přijímačích, ve vysílačích, neboť umožnily zjednodušit a zkvalitnit mnoho různých obvodů. Vzhledem k jejich nízké ceně se v mnoha západních pramenech setkáváme i s tím, že integrované operační zesilovače najdeme na takovém místě zapojení, kde by stejnou funkci zastal jeden jediný tranzistor. Operační zesilovač však vyžaduje obvykle méně pasivních součástek a proto je mu dáвана přednost.

Protože monolitické operační zesilovače, zvláště s ohledem na některé vlastnosti, nedosahují pro některé aplikace kvality zesilovačů s diskrétními prvky, jsou v měřicí a výpočetní technice využívány operační zesilovače hybridní.

V současné době již se téměř nesetkáváme s diskrétním operačním zesilovačem. Ve spotřební elektronice se používají monolitické operační zesilovače, v měřicí a výpočetní technice (pokud jsou požadovány nebezpečné parametry) se používají operační zesilovače hybridní. Z hlediska obecné teorie však mezi nimi žádné rozdíly nejsou.

## Základní vlastnosti a pojmy z teorie operačních zesilovačů

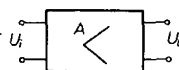
Vzhledem k tomu, že operační zesilovače byly původně určeny pro analogové

počítače, odpovídají jejich vlastnosti speciálním požadavkům, neboť analogový počítač (na rozdíl od počítače číslicového) pracuje se spojitými veličinami – napětím nebo proudem, které jsou úměrné zadaným číslům nebo hodnotám veličin, které počítač zpracovává. Tak např. jednoduchým prvkem analogového počítače je obyčejný dělič napětí – realizuje matematickou operaci dělení konstantou. U složitějších aplikací je však třeba používat nějaký aktivní prvek – např. pro násobení konstantou (větší než jedna) je třeba zesilovač, jehož zisk je rovný dané konstantě. Obdobně lze realizovat i jiné matematické operace jako je sčítání, odčítání, násobení dvou čísel, umocňování apod. Pro každou tuto funkci lze navrhnout a zkonstruovat obvod, který ji v analogové formě realizuje. Každý analogový počítač by měl všechny výše zmíněné (i jiné) funkce realizovat, měl by tedy obsahovat i všechny obvody realizující tyto operace a to v několika kusech, neboť každá úloha může vyžadovat několik násobení, sčítání, derivování apod. Proto bylo snahou jednotlivé prvky co nejvíce unifikovat, aby byly pokud možno univerzální. Prvkem, který tuto unifikaci umožnil, byl právě počítač (nebo také častěji nazývaný operační) zesilovač.

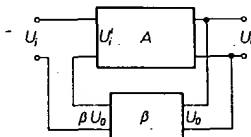
Podívejme se na obr. 1, na němž je obyčejný zesilovač se zesílením  $A$ . Výstupní napětí  $U_0$  je dáno vztahem

$$U_0 = AU_i \quad (1)$$

kde  $U_i$  je vstupní napětí. Zavedme nyní zpětnou vazbu, tzn. že část výstupního napětí přičteme k napětí vstupnímu (napětíová zpětná vazba) – viz obr. 2. Pak na vstupu zesilovače nebude napětí  $U_i$ , nýbrž napětí



Obr. 1. Zesilovač jako čtyřpól



Obr. 2. Zesilovač s napětíovou zpětnou vazbou

$$U'_i = U_i + \beta U_0 \quad (2)$$

A na výstupu bude

$$U_0 = AU'_i = A(U_i + \beta U_0) \quad (3)$$

$$\text{A odtud } U_0 = \frac{A}{1 - A\beta} U_i \quad (4)$$

Vidíme, že se zesílení změnilo a závisí nyní jednak na původní velikosti  $A$ , jednak na činiteli zpětné vazby  $\beta$ . Je-li součin  $A\beta < 0$ , je absolutní hodnota zesílení menší než  $A$  a mluvíme o záporné zpětné vazbě. Je-li  $A\beta > 0$ , zesílení se zvětšuje, zpětná vazba je kladná. Bliží-li se součin  $A\beta$  jedničce, blíží se zesílení k nekonečnu a zesilovač se rozkmitá.

Uvažujme nyní zápornou zpětnou vazbu, pro zjednodušení  $A$  bude záporné a  $\beta$  kladné. Budeme-li nyní zvětšovat  $A$ , bude se výraz (4) blížit výrazu

$$U_0 = \frac{A}{1 - A\beta} U_i = \frac{1}{\frac{1}{A} - \beta} U_i \Rightarrow -\frac{1}{\beta} U_i \quad (5)$$

neboť  $\frac{1}{A}$  se blíží k nule.

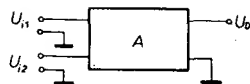
Z výrazu (5) je zřejmé, že bude-li  $A$  rovno nekonečnu, budou vlastnosti zesilovače určeny výhradně vlastnostmi zpětné vazby, což je velmi výhodné, neboť různé operace bude možno realizovat tímž zesilovačem a to vždy jenom změnou obvodů zpětné vazby.

Tak jsme odvodili první vlastnost, kterou požadujeme od operačního zesilovače – **co největší, teoreticky nekonečné zesílení**.

V dalších úvahách si všimneme vlivu vstupní a výstupní impedance. Od zesilovače se požaduje, aby zesílení bylo nezávislé na zatížení výstupu zesilovače, což v praxi znamená, že  $U_0$  by nemělo záviset na zatěžovací impedanci. Tento požadavek bude splněn pouze tehdy, bude-li výstupní impedance zesilovače nulová (v ideálním případě). V praxi požadujeme proto zesilovač s **co nejmenším výstupním odporem**.

Vstupní odpor zesilovače zatěžuje jednak obvody, ke kterým je jeho vstup připojen, a jednak i obvod zpětné vazby. Aby byly oba obvody zatěžovány co nejméně, musí být **vstupní odpor co největší**, v ideálním případě nekonečný.

Další nutnou podmínkou k tomu, aby platil vztah (3), je nutnost za všech okolností zajistit platnost vztahu (1) a to také



Obr. 3. Diferenční zesilovač

i pro  $U_1 = 0$ , kdy se požaduje, aby také  $U_0 = 0$ , to znamená, že nulovému vstupnímu napětí musí odpovídat nulové napětí výstupní. Tato podmínka je nutná k tomu, aby na vstupu i výstupu byla zachována „stejnoseměrná nula“.

Na obr. 1 a 2 jsou zesilovače nakresleny tak, že mají dvě vstupní a dvě výstupní svorky. Přivedeme-li mezi vstupní svorky nějaké napětí  $U_{11}$ , bude mezi výstupními svorkami napětí  $AU_{11}$ , aniž bychom brali v úvahu, jaký potenciál je mezi oběma dvojicemi svorek. V každém zařízení je však obvykle definován nulový potenciál (zem), ke kterému vztahujeme všechny ostatní potenciály. Na tuto „zem“ obvykle připojujeme jednu z výstupních svorek zesilovače a jako výstupní napětí definujeme napětí druhé svorky vůči „zemi“. U vstupních svorek máme dvě možnosti. Buď jednu ze svorek uzemníme (tak, aby výsledné zesílení bylo záporné) a získáme tak klasický operační zesilovač, nebo neuzemníme žádnou z obou vstupních svorek. Z hlediska nulového potenciálu bude výstupní napětí záviset na rozdílu obou napětí vstupních (obr. 3), neboť

$$U_1 = U_{11} - U_{12} \quad (6)$$

kde  $U_{11}$  a  $U_{12}$  jsou napětí vstupů vůči zemi. Vzhledem k tomu, že výstupní napětí závisí na rozdílu obou vstupních napětí, nazývá se takový zesilovač diferenční. Uzemněním jednoho ze vstupů získáme zesilovač, který jsme popsali již dříve. Výhodnější je však zesilovač diferenční, neboť jeho použití je univerzálnější. Vstupy označujeme jako invertující (–) a neinvertující (+), podle toho, jaký výstupní signál obdržíme při uzemnění toho či onoho vstupu.

U diferenčního zesilovače uvažujeme jednu velmi důležitou vlastnost. Ze vztahů (1) a (6) vyplývá, že jeho výstupní napětí závisí pouze na rozdílu napětí  $U_{11}$  a  $U_{12}$  a nikoli na jejich střední hodnotě

$$\frac{U_{11} + U_{12}}{2} = U_{CM} \quad (7)$$

Napětí  $U_{CM}$  nazýváme součtový signál (Common Mode) a výstupní napětí diferenčního zesilovače by na něm nemělo záviset. Schopnost potlačit vliv součtového signálu na výstupní napětí označujeme jako činitel potlačení součtového signálu (často označováno CMR, Common Mode Rejection) a u ideálního zesilovače by jeho velikost měla být nekonečná.

Tím jsme definovali základní vlastnosti ideálního operačního zesilovače nebo diferenčního zesilovače. Zbývá již jen doplnit „malíčkost“ – všechny zmíněné vlastnosti by měly být zachovány v celém spektru kmitočtů, počínaje nulovým tzn. stejnosměrným signálem.

Shrneme si tedy vlastnosti ideálního operačního zesilovače: nekonečný vstupní odpor, nulový výstupní odpor, nekonečné zesílení, diferenční vstup s nekonečným potlačením součtového signálu, zachování nuly a nezávislosti všech parametrů na kmitočtu. U reálného operačního zesilovače není ovšem splněna ani jedna z uvedených vlastností. Vlastnosti reálného zesilovače se uvedeným ideálním vlastnostem (ne však všem na jedinou) pouze více či méně přibližují. V praxi tedy musíme počítat s reálnými

parametry operačních zesilovačů. Musíme vždy posoudit jejich vliv na přesnost navrhovaného zařízení, míru odchylky od ideálních parametrů a musíme být též schopni tyto parametry měřit.

### Základní vlastnosti a měření OZ

V předešlém odstavci jsme si ukázali, jaké vlastnosti by měl mít ideální operační zesilovač a řekli jsme si, že reálný zesilovač bude mít vlastnosti horší. Vzhledem k tomu, že v teorii operačních zesilovačů je výhodnější všechny vztahy zpracovat pro ideální operační zesilovač a reálnost skutečných parametrů zavést do výpočtu jako chybu, budeme tedy posuzovat reálné vlastnosti jako chyby a pokusíme se vliv těchto chyb odhadnout. Schopnost odhalit vliv některého parametru reálného zesilovače může konstruktérovi ušetřit mnoho času, který by strávil přemýšlením, proč zařízení, navržené píle ve shodě s teorií, nefunguje. Chyby si tedy rozdělíme do tří základních skupin:

a) Chyby početní – jsou způsobeny konečnou hodnotou vlastností reálného zesilovače (zisk, vstupní odpor atd.). Vlastnosti v tomto případě nejsou dány jen obvody zpětné vazby, ale i samotnými vlastnostmi zesilovače.  
b) Statické chyby, které jsou způsobeny přítomností zdrojů parazitních proudů a napětí uvnitř zesilovače, které mění výstupní napětí (po ustálení pracovního režimu).  
c) Dynamické chyby vznikají při činnosti OZ v přechodovém stavu a jsou způsobeny kmitočtovou závislostí zisku při otevřené smyčce (tj. bez připojené zpětné vazby) a maximálním proudem, který jsou v takovém přechodovém stavu schopny zpracovat některé stupně zesilovače (jev slew-rate). Do této skupiny se obvykle zařazuje i vliv generátorů šumu, který se přičítá ke vstupnímu signálu.

### Chyby početní

Vraťme se ke vztahu (4) – předpokládáme invertující zesilovač, tj.:  $A < 0, \beta > 0$ , tj. zápornou zpětnou vazbu.

Chceme-li zesílení označit kladným číslem, změní se ve výrazu (4) znaménko:

$$-U_0 = \frac{A}{1 + \beta A} U_1 \quad (8)$$

Bude-li  $A$  teoreticky nekonečné, přejde výraz v

$$U'_0 = -\frac{1}{\beta} U_1 \quad (9)$$

Výraz (8) lze napsat ve tvaru

$$U_0 = -\frac{1}{1 + \frac{1}{\beta A}} U_1 \quad (10)$$

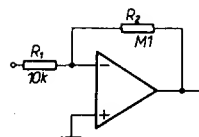
Porovnáme-li výrazy (9) a (10), dostaneme

$$U_0 = \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta A}} U'_0 \Rightarrow U'_0 = \left(1 + \frac{1}{\beta A}\right) U_0 \quad (11)$$

Vidíme, že pro  $A < \infty$  bude skutečné zesílení menší než teoretické podle (9) u ideálního zesilovače. Skutečné zesílení bude dáno jak zesílením zesilovače, tak činitelem zpětné vazby a chybu  $\varepsilon$  můžeme definovat jako

$$\varepsilon = \frac{1}{\beta A} \Rightarrow A_0 = \frac{1}{1 + \varepsilon} A'_0 \quad (12)$$

kde  $A$  je zesílení zesilovače,  $\beta$  činitel zpětné vazby,  $A_0$  zesílení skutečného ob-



Obr. 4. Invertující zesilovač se ziskem 10

vodu se zpětnou vazbou a  $A'_0$  zesílení s ideálním operačním zesilovačem. Tento vztah platí obecně.

Ukážeme si na příkladu, jak vypadá výpočet chyby podle (12). Mějme obyčejný invertující zesilovač podle obr. 4. V tomto případě se jedná o poněkud jiný druh zpětné vazby (proudová zpětná vazba, zatím jsme hovořili o napětíové). V tomto případě platí pro zesílení zesilovače místo vztahu (8) vztah

$$U'_0 = -\frac{A}{1 + \beta A} U_1 (1 - \beta) \quad (13)$$

Vidíme, že vztahy (9) až (12) zůstanou v platnosti, pouze pravé strany rovnic (9) a (10) je třeba násobit činitelem  $(1 - \beta)$ . Zesílení s ideálním zesilovačem bude tedy

$$A'_0 = \frac{1 - \beta}{\beta} \quad (14)$$

Aplikujeme vztah (12) na zapojení z obr. 4, kde bude použit obvod MAA741. Uvažujeme kmitočet 1 kHz.

Činitel zpětné vazby je

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{11} \quad (15)$$

Teoretické zesílení

$$A'_0 = \frac{1 - \beta}{\beta} = 10 \quad (16)$$

Zesílení  $A$  zesilovače MAA741 na 1 kHz je asi 1000 (podle katalogu). Tzn., že chyba bude

$$\varepsilon = \frac{1}{\beta A} = \frac{11}{1000} = 1,1 \% \quad (17)$$

Skutečné zesílení bude podle (12)

$$A_0 = \frac{1}{1 + \varepsilon} A'_0 = \frac{1}{1,011} \cdot 10 = 9,89 \quad (18)$$

Pro malé  $\varepsilon$  (blíží-li se skutečné zesílení teoretickému) můžeme použít zjednodušený postup. Je-li  $A_0 = A'_0$ , pak z (12) plyne

$$\varepsilon \approx \frac{A_0}{A}$$

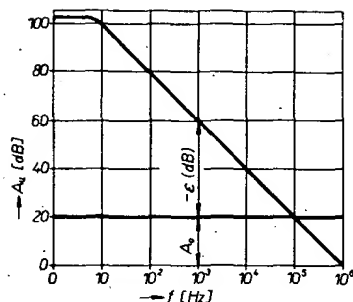
Vyjádříme-li zesílení jako zisk v dB, dostaneme z (18)

$$- \varepsilon_{dB} = A_{dB} - A'_0_{dB} \quad (19)$$

Pro předchozí případ ( $A_0 = 20$  dB,  $A = 60$  dB), pak:

$$- \varepsilon_{dB} = 40 \text{ dB} \Rightarrow \varepsilon \approx 1 \% \quad (20)$$

Uvedenou metodu můžeme použít i ke grafickému určení chyby (obr. 5, graf je převzat z katalogu). Metoda může být použita pro  $\varepsilon \leq 5 \%$ , při větším  $\varepsilon$  již nepatří vztah (18) a je nutno brát v úvahu vztah (12). Toto omezení vyplývá z faktu, že  $\varepsilon$  definované výrazem (12) je názornější – odráží se v něm, že přesnost výpočtu je



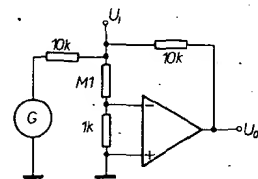
Obr. 5. Graf pro odhad chyby v zesílení

jednoznačně (při zanedbání ostatních chyb) dána zesílením a činitelem zpětné vazby. Pokud bychom brali v úvahu, že ideální velikost zesílení  $A'_0$  je vlastně základem pro výpočet chyby a vliv konečného zisku zesilovače je vlastně onou chybou, museli bychom ji definovat jako:

$$\varepsilon' = \frac{\varepsilon}{1 + \varepsilon} \rightarrow A_0 = (1 - \varepsilon') A'_0 \quad (21)$$

Zesílení zesilovače bez zpětné vazby (hovoříme o zesílení při otevřené smyčce) se měří jako poměr výstupního napětí při dané zátěži k rozdílovému napětí na vstupu. Vhodné zapojení je na obr. 6. Napětové zesílení zesilovače je:

$$A = 101 \frac{U_0}{U_i} \quad (22)$$



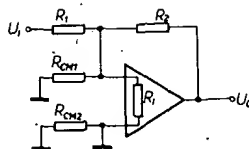
Obr. 6. Zapojení pro měření zesílení s otevřenou smyčkou

Zesílení se měří při různých napájecích napětích, při změnách teplot apod. U monolitických obvodů se zesílení obvykle zvětšuje se zvětšujícím se napájecím napětím a zmenšuje se se zvyšující se teplotou. V oboru nízkých kmitočtů se zesílení v závislosti na kmitočtu obvykle nemění, proto lze „stejnoseměrné“ zesílení určit střídavým napětím o kmitočtu jednotek Hz (v konstrukčním katalogu TESLA je pro typ MAA741 doporučen kmitočet 5 Hz).

K určení dalších chyb způsobených odchylkami reálného zesilovače od zesilovače ideálního je možné použít různé metody. Ideální je taková metoda, která umožní každou chybu převést na chybu způsobenou zmenšením zesílení ideálního zesilovače a použijeme pro výpočet dříve uvedené vzorce. Budeme vždy postupovat ve dvou krocích:

1. Vypočteme vliv parametru na zesílení s otevřenou smyčkou, podobně jako ve (12), a budeme uvažovat pouze zisk zapojení s otevřenou smyčkou.
2. Podle (12) vypočteme vliv na vlastnosti zesilovače s uzavřenou smyčkou zpětné vazby.

Ilustrujeme si tento postup při úvaze o vlivu konečné velikosti vstupního odporu reálného zesilovače. Máme opět jednoduchý invertující zesilovač, do něhož si přikreslíme vstupní odpor zesilovače –



Obr. 7. Invertující zesilovač se znázorněným vstupním odporem

obr. 7.  $R_i$  je diferenční vstupní odpor,  $R_{CM1}$  a  $R_{CM2}$  jsou součtové odpory proti zemi, které jsou podstatně větší než  $R_i$ , a proto je v tomto výpočtu zanedbáme. Tyto odpory je nutno brát v úvahu v zapojeních s velkým vstupním odporem (např. sledovač). Vypočteme-li výraz

$$\frac{U_0}{U_i} = \frac{A}{1 + \frac{R_1 R_2}{R_i (R_1 + R_2)}} = A_R \quad (23)$$

vidíme, že (23) má podobný tvar jako (12), můžeme tedy vypočítat zesílení s otevřenou smyčkou s ohledem na vstupní odpor, když ve vztahu (12) místo  $\varepsilon$  použijeme výraz

$$\varepsilon_R = \frac{R_1 R_2}{R_i (R_1 + R_2)} \quad (24)$$

Jako příklad použijeme opět obvod MAA741 v invertujícím zapojení podle obr. 4. Budeme uvažovat  $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 500 \text{ k}\Omega$ . Vyjdeme z katalogových údajů:  $R_i = 300 \text{ k}\Omega$  (min), tedy  $\varepsilon_R = 0,15$  (podle (24)), zesílení s otevřenou smyčkou na kmitočtu 1 kHz nebude tedy 1000, ale podle (12) pouze

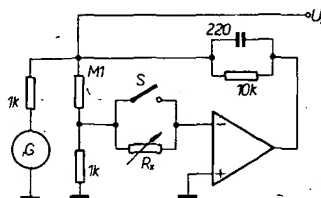
$$A_R = \frac{1}{1 + 0,15} \cdot 1000 = 870.$$

Další výpočet je stejný jako v předchozím případě a výsledek je:

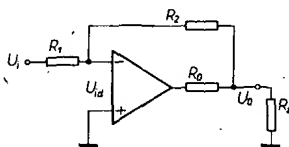
$$\varepsilon = \frac{1}{A_R \beta} = \frac{11}{870} = 1,3 \%$$

Měřit vstupní odpor operačních zesilovačů je poměrně obtížné, neboť ve všech zapojeních se vstupní odpor projevuje jako by byl vynásoben zesílením (např. u MAA741 je tento součin minimálně 15 000 M $\Omega$ ). V případě potřeby je možno použít obvod podle obr. 8. Použijeme stejný kmitočet jako při měření zesílení s otevřenou smyčkou a při sepnutém spínači změříme napětí  $U_L$ . Pak spínač rozpojíme a nastavujeme  $R_x$  tak, aby se napětí  $U_L$  zvětšilo na dvojnásobek. Pak platí, že

$$R_x = R_i.$$



Obr. 8. Zapojení pro měření vstupního odporu



Obr. 9. Invertující zesilovač se znázorněným výstupním odporem

U reálného operačního zesilovače platí, že výstupní odpor není nulový. Můžeme použít stejnou úvahu jako při výkladu o vlivu konečného vstupního odporu. Zapojení operačního zesilovače si můžeme pro tento případ nahradit schématem na obr. 9. Podobně jako v (23) můžeme vypočítat zesílení

$$\frac{U_0}{U_i} = \frac{A}{1 + R_0 \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right)}$$

$$A_R = \frac{A'}{1 - \frac{R_0 (R_2 - R_1)}{R_2 R_1}} \quad (25)$$

Pro výpočet zesílení s otevřenou smyčkou použijeme vztah (25) a vypočítáme chybu, způsobenou konečným zesílením.

Jako příklad vypočítáme chybu způsobenou vstupním odporem operačního zesilovače pro typ MAA501 podle obr. 9:  $R_1 = 1,5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 3 \text{ k}\Omega$ ,  $R_0 = 3 \text{ k}\Omega$ ,  $f = 1000 \text{ Hz}$ . Z katalogu zjistíme, že výstupní odpor  $R_0 = 150 \Omega$  a zesílení při 1 kHz je 1000 (při kompenzaci, kterou jsme v tomto případě povinni použít). Z (25) vypočteme  $\varepsilon_R = 0,1$ . S použitím výrazu (25) vypočteme zesílení s otevřenou smyčkou

$$A_R = \frac{A}{1 + \varepsilon_R} = \frac{1000}{1,1} = 909 \quad (26)$$

Z výrazu (15) vypočteme  $\beta = 1/3$  a z výrazu (12) chybu

$$\varepsilon = \frac{1}{A_R \beta} = \frac{3}{909} = 0,33 \% \quad (27)$$

Přesto, že příklad byl zvolen tak, aby chyba „vyšla“ větší (např. MAA741 má  $R = 60 \Omega$ ), je poměrně malá. V praxi totiž bývá obvykle chyba způsobená nenulovým výstupním odporem mnohem menší, než chyba způsobená konečným vstupním odporem (kromě moderních OZ na vstupu s tranzistory řízenými polem).

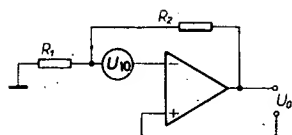
Vzhledem k poměrně malému vlivu na přesnost nebývá výstupní odpor „sledovanou“ veličinou a např. konstrukční katalog TESLA Rožnov neuvádí vůbec pro lineární IO doporučené zapojení pro měření výstupního odporu. Nejjednodušší je měřit úbytek výstupního napětí při připojení zátěže. Zesilovač zapojíme s otevřenou smyčkou (tj. bez zpětné vazby) a změříme výstupní napětí. Pak zatížíme operační zesilovač zatěžovacím odporem  $R_z$ . Výstupní odpor lze vypočítat ze vztahu

$$R_0 = R_z \frac{\Delta U_0}{U_0} \quad (28)$$

kde  $\Delta U_0$  je změna výstupního napětí při připojení zátěže a  $U_0$  je výstupní napětí bez připojené zátěže. Při měření musíme dodržet všechna omezení daná výrobkem (především pokud jde o minimální  $R_z$ ).

#### Chyby statické

U monolitických integrovaných obvodů je nejpodstatnější statickou chybou tzv. vstupní napěťová nesymetrie, která je způsobena nedokonalou symetrií vstupních obvodů operačního zesilovače (rozdíly  $U_{BE}$  vstupních tranzistorů, rozdíly v zesílení, odporech atd.). Důsledkem vstupní napěťové nesymetrie je nenulové výstupní napětí při nulovém napětí mezi vstupy – tzn. že převodní charakteristika neprochází nulou. Vstupní napěťová nesymetrie je definovaná jako napětí, které je nutno přivést na vstupní svorky, aby



Obr. 10. Náhradní zapojení pro měření vlivu vstupní napěťové nesymetrie

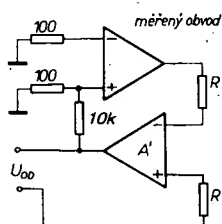
výstupní napětí bylo nulové a udává se obvykle v milivoltech.

K posouzení vlivu napěťové nesymetrie na vlastnosti zesilovače s uzavřenou smyčkou zpětné vazby poslouží představa, že se jedná o ideální zesilovač, který má v sérii s jedním vstupem zapojen zdroj chybového napětí (obr. 10). Budeme-li předpokládat nulové vstupní napětí, výstupní napětí pak bude přímo rovné chybě. Uvažujeme-li, že zesilovač je ideální, pak platí pro obr. 10

$$U_0 = \frac{U_{i0}(R_1 + R_2)}{R_1} - U_{i0} \frac{1}{\beta} \quad (29)$$

Jako příklad lze uvést zesilovač s obvodem MAA741 se zesílením 100, pro které je např.  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $\beta = 1/101$ . V katalogu je pro obvody MAA741 udáváno  $U_{i0 \text{ max}} = 6 \text{ mV}$  – tomu podle výrazu (29) odpovídá  $U_0 = 0,606 \text{ V}$ . I když je  $U_{i0}$  v praxi většinou menší (2 až 3 mV), vidíme, že pro zesilovač s větším zesílením je chyba poměrně podstatná.

Vstupní napěťovou nesymetrii (jako ostatně všechny ostatní veličiny) lze měřit několika způsoby. Měření podle definice je možné podle obr. 11. Zesilovač A' je



Obr. 11. Zapojení pro měření vstupní napěťové nesymetrie

zdrojem rozdílového napětí a to takového, aby výstupní napětí měřeného zesilovače bylo nulové. V daném případě je napěťová vstupní nesymetrie

$$U_{i0} = \frac{U_{00}}{101}$$

Další možností, jak měřit vstupní napěťovou nesymetrii, je použít zapojení podle obr. 10 s vhodně volenými součástkami. Volíme-li např.  $R_1 = 100 \Omega$ ,  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ , bude podle výrazu (29)

$$U_{i0} = \frac{U_0}{101} \quad (30)$$

Tato metoda je většinou doporučována pro měření vstupní napěťové nesymetrie monolitických operačních zesilovačů.

Vstupní napěťová nesymetrie je sice charakteristická pro daný operační zesilovač, ale i pro daný zesilovač je to veličina, která závisí na mnoha parametrech (teplota, napájecí napětí, čas, atd.). Změnám vstupní napěťové nesymetrie se obvykle říká drift. Nejvýznamnějším činitelem způsobujícím drift je teplota, a proto hovoříme o teplotním driftu vstupní napěťové nesymetrie. Číselně se drift vyjadřuje vztahem

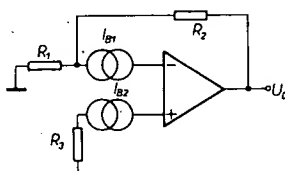
$$dU_{i0} = \frac{\Delta U_{i0}}{\Delta T} \quad (31)$$

kde  $\Delta U_{i0}$  je změna vstupní napěťové nesymetrie při změně teploty o  $\Delta T$ . Obvykle se drift vyjadřuje v  $\mu\text{V/K}$ . Podobným způsobem se definují i jiné druhy driftu.

Další vlastností reálných operačních zesilovačů je tzv. vstupní klidový proud. Když jsme mluvili o vstupní napěťové nesymetrii, řekli jsme si, že je to takové napětí, které musíme připojit mezi vstupní svorky operačního zesilovače, aby na výstupu byla nula. Uvažovali jsme v tomto případě zdroj napětí s nulovým vnitřním odporem a nemuseli jsme uvažovat proud dodávaný z tohoto zdroje. Dále budeme uvažovat poněkud obměněný případ: jednu svorku uzemníme a druhou připojíme na zdroj takového napětí, aby výstupní napětí zesilovače bylo nulové. Do každého ze vstupů reálného operačního zesilovače poteče tedy proud; označíme je  $I_{B1}$  a  $I_{B2}$ . Tyto proudy budou obecně různé (většinou se příliš neliší). Vstupní klidový proud je definován jako aritmetický průměr obou těchto proudů

$$I_{IB} = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \quad (32)$$

Pro posouzení vlivu vstupního proudu na vlastnosti zesilovače s uzavřenou smyčkou zpětné vazby si můžeme zesilovač představit jako ideální operační zesilovač, který má v sérii s každým ze vstupů zdroj proudu  $I_B$  (obr. 12). Výstupní napětí



Obr. 12. Náhradní zapojení pro měření vlivu vstupních proudů

bude dáno vztahem

$$U_0 = -R_2 I_{B1} + R_3 \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) I_{B2} \quad (33)$$

Vidíme, že výstupní napětí závisí na obou proudech. Chceme-li vyjádřit vliv součtového signálu, musíme vztah (33) upravit

$$U_0 = I_{IB} \left( R_3 \frac{R_2 + R_1}{R_1} - R_2 \right) + \frac{I_{B1} - I_{B2}}{2} \left( R_2 + R_3 \frac{R_1 - R_2}{R_1} \right) \quad (34)$$

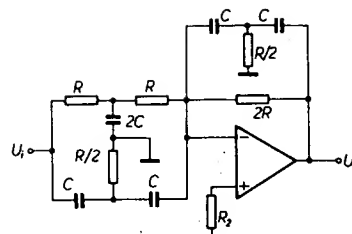
Z tohoto výrazu je již na první pohled patrný vliv vstupního klidového proudu – je to první člen výrazu (34). Je z něj však též zřejmé, že lze jednoduchou volbou odporu  $R_3$  (který se jinak ve smyčce zpětné vazby neuplatňuje) tento člen „vynulovat“ a vyloučit tak vliv vstupního klidového proudu

$$R_3 \frac{R_1 + R_2}{R_1} - R_2 = 0, R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (35)$$

Výraz (34) pak přejde do tvaru

$$U_0 = R_2 (I_{B2} - I_{B1}) = -R_2 I_{i0} \quad (36)$$

V tomto případě výstupní napětí už nezávisí na vstupním klidovém proudu, ale na rozdílu obou proudů, který nazýváme vstupní proudovou nesymetrii, což je též jeden z důležitých činitelů, který je obvykle mezi parametry operačního zesilovače, uváděnými výrobcem v katalogu. Je obvykle podstatně menší než vstupní



Obr. 13. Příklad zapojení s operačním zesilovačem (pásmová zádrž)

proud, neboť proudy  $I_{B1}$  a  $I_{B2}$  jsou v zásadě stejné, jejich rozdíl je dán pouze nedokonalou symetrií vstupních obvodů a tedy bývá menší než jejich průměrná hodnota, vstupní klidový proud. Jak je patrné, vstupní klidový proud jsme v zapojení podle obr. 12 mohli velmi snadno vykompenzovat vhodnou volbou odporu  $R_3$ , který se jinak na vlastnostech zesilovače s uzavřenou smyčkou zpětné vazby neuplatní. Když se podíváme na obr. 12 zjistíme, že vztah (35) vlastně udává, že každému vstupu jsou připojeny stejné odpory. Ve skutečnosti si můžeme představit, že výstupní odpor operačního zesilovače je nulový, tzn. že v sérii s odporem  $R_2$  není již žádný odpor a z „pohledu“ invertujícího vstupu jsou odpory  $R_1$  a  $R_2$  vlastně zapojeny paralelně. Tedy z „pohledu“ jednotlivých vstupů jsou k oběma vstupům připojeny stejné odpory. Tento závěr se dá zobecnit tak, že chceme-li maximálně potlačit vliv vstupního klidového proudu, musí být k oběma vstupům připojeny stejné odpory (myslí se tím příslušná kombinace všech odporů, připojených k jednotlivým vstupům). Čím větší odpory v zapojení používáme, tím více tento požadavek vystupuje do popředí.

Připomeňme si ještě definici vstupní proudové nesymetrie, jak jsme o ní hovořili v předchozích odstavcích:

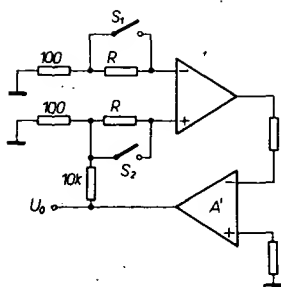
$$I_{i0} = I_{B1} - I_{B2} \quad (37)$$

Předcházející úvaha ohledně kompenzace vstupního klidového proudu neplatí pouze pro zapojení na obr. 12, pro které jsme vztah odvodili, ale pro jakékoli zapojení s operačními zesilovači. Jako příklad si můžeme uvést zapojení výřezového filtru – obr. 13. O funkci si povíme později, teď si pouze ukážeme, jak je nutno postupovat při kompenzaci vstupního klidového proudu. K neinvertujícímu vstupu je připojen pouze odpor  $R_2$ . K invertujícímu vstupu je připojeno impedanci několik. Vstupní klidový proud je stejný, proto postačí uvažovat jen reálné odpory. Ve vstupní větvi (dvojitě T) jsou zapojeny dva odpory  $R$  v sérii (tedy odpor  $2R$ ), ve zpětné vazbě je zapojen odpor  $2R$ , ke vstupu (–) je tedy připojen odpor  $R$  (paralelní kombinace dvou odporů  $2R$ ). Podle dosavadních úvah, tj. vlastně podle vztahu (35) dostaneme, že je-li  $R_2 = R$ , bude vstupní klidový proud kompenzován.

Vstupní proudy můžeme měřit opět několika způsoby. Jako první si uvedeme stručně způsob, kterým se měří vstupní proudy přímo podle definice. Zapojení je na obr. 14. Měří se napětí  $U_0$  při různých polohách spínačů podle tabulky ( $R$  – rozepnut,  $S$  – sepnut)

	$S_1$	$S_2$
$U_{01}$	$R$	$S$
$U_{02}$	$S$	$R$
$U_{03}$	$S$	$S$
$U_{04}$	$R$	$R$



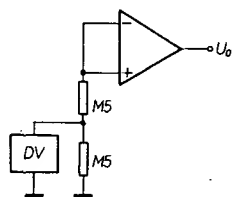


Obr. 14. Zapojení pro měření vstupních proudů

Vstupní proudy jsou pak dány

$$I_{B1} = \frac{U_{02} - U_{01}}{101 \cdot 2R} \quad (38)$$

$$I_{B0} = \frac{U_{04} - U_{03}}{101R} \quad (39)$$



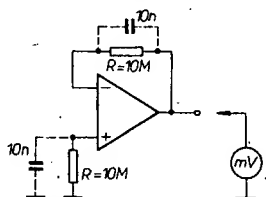
Obr. 15. Jednodušší zapojení pro měření vstupního klidového proudu

Další metoda měření vstupního klidového proudu je jednodušší než metoda předcházející – je to vlastně přímé měření vstupního proudu. Měřicí obvod je na obr. 15. DV je číslicový voltmetr (není podmínkou) se vstupním odporem alespoň 100 MΩ (je podmínkou). Vstupní klidový proud je pak dán vztahem:

$$I_{B1} = \frac{U_0}{R} \quad (40)$$

Vzhledem k volbě součástek na obr. 15 je údaj napětí v mV číselně roven proudu v nA.

Vstupní proudová nesymetrie se dá měřit obdobným způsobem jako vstupní napěťová nesymetrie a to měřením napětí na výstupu zesilovače se zpětnou vazbou a uzemněným vstupem a výpočtem podle vztahu (36). Zapojení je na obr. 16, kde

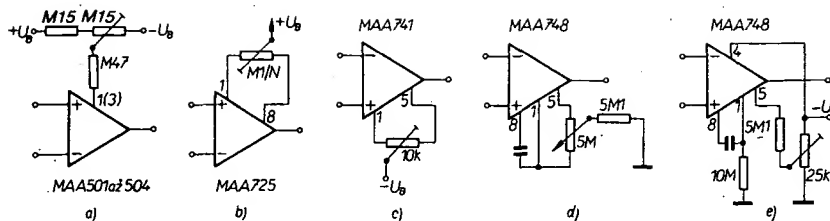


Obr. 16. Jednodušší zapojení pro měření vstupní proudové nesymetrie

jsou čárkovaně naznačeny kondenzátory pro zlepšení stability zesilovače. Je zřejmé, že v tomto zapojení je plně kompenzován vstupní klidový proud a výstupní napětí bude dáno vztahem (36). Vzhledem k volbě součástek je výpočet dán vztahem:

$$I_{B0} = 0,1 U_0 \quad [\text{nA}; \text{mV}] \quad (41)$$

Poslední dvě měřicí metody jsou určeny především pro OZ typu MAA741



Obr. 17. Kompenzace vstupní napěťové nesymetrie pro různé typy OZ

a MAA748. Pro jiné obvody jsou zapojení obdobná.

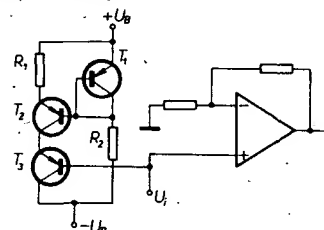
Obdobným způsobem, jakým jsme definovali napěťový drift, definuje se i drift vstupního klidového proudu a vstupní proudová nesymetrie. Vyjadřuje se v jednotkách proudu (nA nebo pA) na °K. Kromě toho lze definovat změny těchto parametrů při změnách dalších veličin, především napájecího napětí (bývá někdy i udáván v katalogu).

Vstupní nesymetrie a klidové proudy je možné kompenzovat v zásadě dvěma rozdílnými způsoby. V prvním případě se pomocí vnějších součástek vyváží vstupní obvody operačního zesilovače. Pro tuzezemské operační zesilovače jsou kompenzační zapojení na obr. 17. Na obr. 17a je zapojení pro obvody řady MAA501 až MAA504 (pro obvod MAA503 platí čísla vývodů v závorce). Nevýhodou tohoto způsobu kompenzace je zmenšení zisku při otevřené smyčce asi na polovinu. Na obr. 17b je zapojení pro obvod MAA725. Obvody MAA741 se kompenzují podle obr. 17c. Obvody MAA748 je možné kompenzovat dvěma způsoby, a to podle obr. 17d nebo obr. 17e.

Druhá metoda spočívá v kompenzaci nesymetrie přivedením proudu nebo napětí do některého ze vstupů tak, abychom vstupní nesymetrii právě vykompenzovali (obr. 18). Na obr. 18a a obr. 18b jsou možné kompenzace vstupní proudové a napěťové nesymetrie pro invertující zesilovač a na obr. 18c je kompenzace neinvertujícího zesilovače. Chceme-li neinvertujícím zesilovačem zesilovat napětí z generátoru, který má velký vnitřní

odpor, můžeme použít zapojení podle obr. 18d. Napěťový sledovač (o jeho funkci si povíme později) je možné kompenzovat v zapojení podle obr. 18e.

Všechny uvedené druhy kompenzace jsou sice účinné, avšak jen pro podmínky, pro něž byly kompenzační prvky navrženy, neboť jak vstupní proud, tak vstupní nesymetrie jsou závislé na mnoha činitelích (teplota, napájecí napětí apod.) – takže např. určitým napětím je obvod kompenzován pouze při jediné teplotě, nebo pro jediné napájecí napětí atd. Tento problém by bylo v zásadě možné řešit použitím teplotně závislých odporů, nejlepším řešením je však konstrukce kompenzačního obvodu, který je zapojen jako komplementární ke vstupnímu obvodu operačního zesilovače. K ideální kompenzaci by bylo třeba použít přesné komplementární tranzistory ke vstupním tranzistorům OZ, ale takové těžko najdeme, avšak i použití běžných tranzistorů umožňuje podstatně zmenšit vliv okolní teploty a ostatních činitelů na kompenzování nesymetrie. Takové zapojení bylo použito např. v AR B5/76 při konstrukci multimetru DMM1000, kde čtenář najde podrobnější popis funkce. Schéma zapojení této kompenzace je na obr. 19.



Obr. 19. Kompenzace vstupních proudů komplementárním obvodem

Další chyba, která se vyskytuje a počítá se mezi statické chyby, je tzv. činitel potlačení součtového signálu. Uvedli jsme si, že u ideálního operačního zesilovače výstupní napětí nezávisí na průměrné velikosti vstupních napětí, ale pouze na jejich rozdílu. U reálného OZ je výstupní napětí

$$U_0 = A(U_{I1} - U_{I2}) + G \frac{U_{I1} + U_{I2}}{2} \quad (42)$$

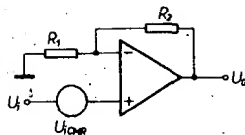
První část výrazu vyjadřuje závislost na rozdílovém signálu ( $U_{ID}$ ), druhá část na součtovém signálu ( $U_{CM}$ ) a  $G$  je tzv. zisk součtového signálu. Výraz můžeme upravit na

$$U_0 = AU_{ID} + GU_{CM} = A \left( U_{ID} + \frac{G}{A} U_{CM} \right) \quad (43)$$

Podíl  $A/G$  nazýváme činitelem potlačení součtového signálu a označujeme ho CMR (Common Mode Rejection).

Při posuzování vlivu CMR na zesilovač s uzavřenou smyčkou zpětné vazby můžeme uvažovat, že se konečná velikost CMR projeví jako zdroj chybového napětí

$$\frac{U_I}{CMR} \quad \text{Výstupní napětí neinvertujícího}$$



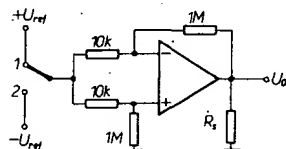
Obr. 20. Náhradní zapojení pro měření vlivu součtového signálu

zesilovače (obr. 20) bude

$$U_0 = \frac{R_2 + R_1}{R_1} \left( U_i + \frac{U_{cm}}{CMR} \right) = U_i \frac{R_2 + R_1}{R_1} \left( 1 + \frac{1}{CMR} \right) \quad (44)$$

Z výrazu (44) je zřejmé, že se zesílení vlivem konečné velikosti CMR poněkud mění. Pokud by CMR bylo konstantní, bylo by možné změnou prvků ve zpětné vazbě změnu zesílení kompenzovat, ale CMR je závislé na součtovém napětí a nepůsobuje tedy pouze změnu zesílení, ale i nelinearit přenosu. Naštěstí je u většiny vyráběných operačních zesilovačů činitel CMR tak veliký, že ho obvykle nemusíme uvažovat.

Činitel potlačení součtového signálu se měří podle obr. 21. Zapojení vlastně reali-



Obr. 21. Zapojení pro měření potlačení součtového signálu

zuje vztah (43), kde  $U_{D0} = 0$ , takže se projeví pouze vliv součtového signálu. Přepínač se nejprve přepne do polohy 1 a změří se  $U_{01}$ , pak se v poloze 2 změří  $U_{02}$ . CMR je pak

$$CMR = \frac{200U_{ref}}{\Delta U_0} \quad (45)$$

kde  $\Delta U_0$  je  $U_{01} - U_{02}$ . Jako  $U_{ref}$  se volí maximální povolený rozkmit vstupního součtového signálu. Činitel potlačení součtového signálu se obvykle vyjadřuje v dB, takže vztah (45) bude

$$CMR = 20 \log \frac{200U_{ref}}{\Delta U_0} \quad [\text{dB}; V] \quad (46)$$

Posledním parametrem udávaným jako statická chyba je tzv. citlivost napěťové nesymetrie vstupů na napájecí napětí, označovaná jako SVR. Již z názvu je zřejmé, jak bude definována

$$SVR = \frac{\Delta U_{Di}}{\Delta U_B} \quad (47)$$

kde  $\Delta U_{Di}$  je změna vstupní napěťové nesymetrie při změně napájecího napětí o  $\Delta U_B$ . Tato změna se měří tak, že změříme  $U_{Di}$  pro dvě různé velikosti napájecího napětí (některou z metod měření napěťové vstupní nesymetrie).

Vliv na vlastnosti zesilovače lze odvodit ze vztahů (47) a (29)

$$\Delta U_0 = \frac{SVR}{\beta} \Delta U_B \quad (48)$$

Tím končí výčet statických chyb operačních zesilovačů.

Z příkladů je zřejmé, že některé z chyb mohou značně ovlivnit vlastnosti zesilovače s uzavřenou smyčkou zpětné vazby. Většinou lze jejich vliv vykompenzovat, vždy je ho však nutné umět posoudit (pro dané zapojení). Výše uvedené vztahy umožňují odhadnout, který z parametrů bude limitujícím činitelem v tom kterém zapojení, případně jakou kompenzaci je nutno použít.

#### Dynamické chyby

Doposud jsme hovořili o omezeních, která se týkala vlastností reálného zesilovače bez ohledu na kmitočty zpracovávaného signálu, tedy i pro stejnosměrná napětí. Zesílení reálného zesilovače je však závislé na kmitočtu, jeho absolutní velikost se směrem k vyšším kmitočtům zmenšuje, mění se však i fáze signálu, její posuv je pro nízké kmitočty  $180^\circ$  (invertující zesilovač). Může však dojít i k tomu, že posuv fáze bude nulový (případně násobkem  $360^\circ$ ) a z invertujícího zesilovače se stane neinvertující. Posuv fáze se však obvykle vztahuje vůči posuvu ( $180^\circ$ ) pro nízké kmitočty, nikoli vůči vstupu. Vztahy (4), (13) a jiné pak budou platit pouze tehdy, nahradíme-li jednotlivé veličiny vektory v komplexní rovině, které jsou kromě velikosti charakterizovány i úhlem, který svírají se souřadnou osou – tento úhel reprezentuje fázový posuv.

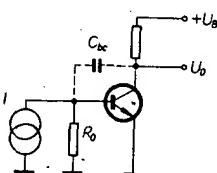
Znalost amplitudové a fázové charakteristik zesilovače umožňuje přesný rozbor vlastností na různých kmitočtech. V praxi je ovšem snaha tuto problematiku zjednodušit. Amplitudová i fázová charakteristika OZ se aproximují lomenými čarami a konkrétním zesilovačem se přizpůsobují pouze body zlomu. Pomocí těchto zjednodušených charakteristik a závislostí se pak studuje chování zesilovače. Na průběhu charakteristik do značné míry závisí kmitočtové pásmo přenášené zesilovačem, tím i nezkreslený přenos impulsů a napěťových skoků, ale i jeho stabilita. Podrobný rozbor všech těchto vlivů je poměrně komplikovaný, proto uvedeme pouze některé základní úvahy a nejdůležitější závěry, užitečné pro práci s operačními zesilovači.

Základem pro aproximaci kmitočtových závislostí OZ je kmitočtová závislost jednoho stupně zesilovače na kmitočtu. Vychází z úvahy, že předchozí stupeň si můžeme představit jako zdroj proudu pracujícího do zátěže  $R_0$  (obr. 22), přičemž se vychází z náhradního schématu tranzistoru. Odpor  $R_0$  je tvořen kombinací všech odporů v obvodu. Po zesílení na vyšších kmitočtech má vliv kapacita přechodu báze-kolektor. Tato kapacita se totiž „převádí“ na vstup zesilovače, vynásobená zesílením stupně (k tomu se ještě sama přičítá, tzv. Millerův jev), takže pro stupeň bude platit

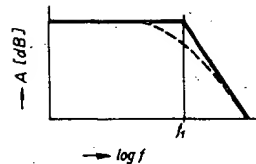
$$C_i = (A + 1)C_{BC} \quad (49)$$

Kapacita  $C_i$  zmenšuje zesílení na vyšších kmitočtech se strmostí přibližně 20 dB na dekádu (6 dB na oktavu) od kmitočtu

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_0 C_{BC}(A + 1)} \quad (50)$$



Obr. 22. Náhradní zapojení jednoho stupně operačního zesilovače



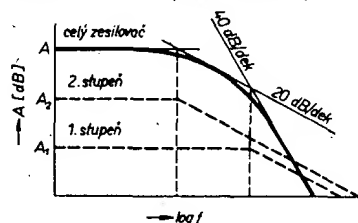
Obr. 23. Graf zesílení v závislosti kmitočtu jednoho stupně zesilovače

Průběh křivky zesílení v závislosti na kmitočtu se blíží křivce členu RC, můžeme ho aproximovat asymptotami (obr. 23). Čárkovaně je naznačen skutečný průběh zesílení. Zesílení tedy můžeme vyjádřit ve tvaru (vektor v komplexní rovině)

$$A = A_0 \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_1}} \quad (51)$$

Takové závislosti říkáme závislost s jedním pólem.

Máme-li však zesilovač dvoustupňový, budou póly dva (obecně různé), výsledné zesílení bude dáno součtem zesílení obou stupňů (v dB), pro vysoké kmitočty bude pokles 40 dB/dekádu (obr. 24). Na obr. 24 je též skutečný průběh zesílení.



Obr. 24. Vznik pólů několikastupňového zesilovače

Jednou z metod, jak určit kmitočtové charakteristiky zesilovače, je pracovat se vztahem (51) – vezmeme v úvahu kmitočty  $f_1$  a  $f_2$ , celkové zesílení je dáno součinem zesílení dvou stupňů, můžeme uvažovat vliv zpětné vazby apod. Další metodou je tzv. Bodeho metoda, která vychází z obr. 24 (Bodeho diagram). Graf byl zkonstruován na základě jednoznačného vztahu mezi fázovým posuvem a sklonem závislosti zisku na kmitočtu. Je-li sklon 40 dB na dekádu, je posuv fáze  $180^\circ$  ( $\pi$ ) a z invertujícího zesilovače se stává neinvertující, ze záporné zpětné vazby se stane kladná a naopak. Byla-li by v tomto případě splněna podmínka

$$|A\beta| = 1 \quad (52)$$

vznikly by oscilace ( $\beta$  je činitel záporné zpětné vazby). Blíží-li se  $A\beta$  k jedné, dochází k nestabilitám, zákrmitům apod. Z Bodeho diagramu lze zhruba určit, je-li zesilovač se zpětnou vazbou stabilní nebo nestabilní, a to tak, že se do něho zakreslí křivka zesílení nastaveného zpětnou vazbou. Čím více se strmost křivky zesílení s otevřenou smyčkou v místě průsečíku s touto křivkou blíží 40 dB/dekádu, tím bude sklon k nestabilitě větší. Tato skutečnost odpovídá vztahu (52) – čím menší je zesílení nastavené zpětnou vazbou, tím větší je  $\beta$ .

Bodeho metoda se ovšem nevyrovná přesnějším výpočtům, ale názorně např. ukazuje, proč dochází ke zdánlivému paradoxu – zesilovač se zesílením 1000 je stabilní, zatímco invertor (zesilovač se zesílením 1) zakmitává, dlouho se ustaluje

po napětovém skoku apod. Také názorně ukazuje vliv kmitočtové kompenzace, která se volí tak, aby křivka zesílení při otevřené smyčce protínala křivku nastaveného zesílení se sklonem 20 dB na dekádu (viz obr. 25). Čárkovaně je zakreslena křivka nekompensovaného, plnou čarou kompenzovaného zesilovače. Je patrný i průsečík obou křivek s křivkou nastaveného zesílení ( $G$ ).

Možných způsobů kmitočtové kompenzace je několik. Pro běžnou potřebu se však používají kompenzace, které ke každému typu operačního zesilovače udává výrobce. Zásadou pro používání různých druhů kompenzací je, že vždy musíme použít kompenzaci pro to zesílení, které u zesilovače volíme. Použijeme-li kompenzaci doporučenou pro menší zesílení, zmenšíme sice přenášené pásmo kmitočtů, ale zesilovač bude stabilní, při kompenzaci pro větší zesílení riskujeme nestabilitu zapojení.

Tyto úvahy platily pro zapojení zpětné vazby bez reaktančních prvků. Jsou-li ve zpětné vazbě použity reaktanční prvky, je situace složitější. V tomto případě můžeme použít např. Nyquistovu podmínku.  $A$  a  $\beta$  vyjádříme jako komplexní čísla a uvažujeme křivku v komplexní rovině, kterou opisuje konec vektoru komplexního čísla:

$$1 + \bar{A}(f)\bar{\beta}(f) \quad (53)$$

v závislosti na  $f$  (případně  $\omega$ ). Pokud má křivka bod  $-1$  uvnitř, je zapojení nestabilní. Fázový posuv zesilovače je možné určit ze strmosti závislosti zesílení s otevřenou smyčkou zpětné vazby na kmitočtu

$$\varphi(f) = \frac{\pi}{40} \frac{dA}{df} \quad [\text{dB/dekádu}] \quad (54)$$

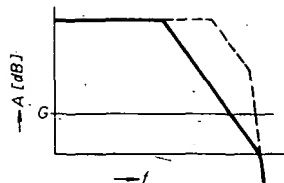
Tuto metodu ilustruje obr. 26. Plná čára znázorňuje průběh vyjádřený vztahem (53) pro stabilní zesilovač. Je-li průběh např. podle přerušované čáry, bude zesilovač nestabilní.

Jak jsme uvedli, představuje každý zesilovací stupeň pro předešlý stupeň mimo jiné kapacitní zátěž. Vlivem této a dalších kapacit (např. kompenzačních) a vlivem omezení výkonu předcházejícího stupně je maximální rychlost zvětšování napětí na výstupu omezena. Tato vlastnost je charakterizována parametrem, který nazýváme **rychlost přeběhu (slew rate)**. Jedná se o rychlost změny výstupního napětí, kterou je operační zesilovač schopen vyvinout. Je definována vztahem:

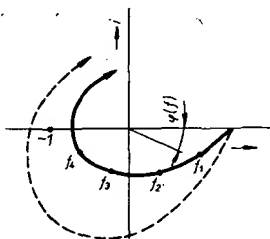
$$S = \left( \frac{\Delta U_C}{\Delta t} \right)_{\max} \quad (55)$$

Tento jev omezuje přenos skokových signálů nebo signálů vysokých kmitočtů (obráz. 27). Na obr. 27a je odezva zesilovače na skokovou změnu napětí – plnou čarou je znázorněna odezva ideálního zesilovače, čárkovaně odezva reálného zesilovače – směrnice této křivky je rovna právě  $S$ . Na obr. 27b je přenos harmonického signálu (plná čára), omezený rychlostí přeběhu (přerušovaně) – signál je zkreslen a to tehdy, když je jeho strmost větší, než rychlost přeběhu. K tomuto jevu dochází při kmitočtu

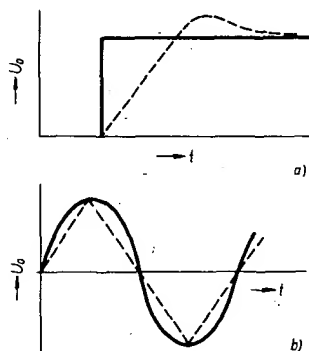
$$f = \frac{S}{2\pi U_v} \quad (56)$$



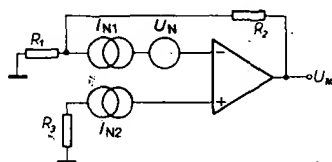
Obr. 25. Vliv kmitočtové kompenzace



Obr. 26. Grafické znázornění Nyquistova kritéria



Obr. 27. Zkreslení signálu vlivem slew-rate



Obr. 28. Náhradní zapojení pro rozbor šumových vlastností

kde  $U_v$  je vrcholové napětí výstupního signálu. Ze vztahu (56) je zřejmé, že tento kmitočet závisí nejen na  $S$ , ale i na vrcholovém napětí výstupního signálu – anebo naopak vlivem parametru  $S$  je při vyšších kmitočtech omezena amplituda výstupního signálu; k omezení dochází při podstatně nižších kmitočtech, než při zmenšování signálu vlivem zmenšujícího se zesílení otevřené smyčky a dalších činitelů. V tomto smyslu hovoříme o různých šířkách pásma – pro tzv. velké a malé signály. Pro velké signály je šířka pásma omezena rychlostí přeběhu, pro malé signály ostatními parametry.

Rychlost přeběhu se měří osciloskopem při daném zesílení a s danou kmitočtovou kompenzací. Na vstup zesilovače přivádíme pravouhlé impulsy, rychlost přeběhu čteme na obrazovce osciloskopu.

Mezi dynamické chyby se též počítají šumové vlastnosti zesilovače. Jejich přítomnost se projevuje při zesilování slabých signálů. Pro určení šumových vlastností se obvykle uvažuje, že šum vzniká ve třech generátorech šumu – dvou generátorech šumového proudu (v každém ze vstupů) a jednoho generátoru šumového napětí. Vstupní šumové napětí je dáno vztahem

$$U_{\text{celk}}^2 = U_N^2 + (I_{N1} + R'_{S1})^2 + (I_{N2} R'_{S2})^2 \quad (57)$$

kde  $U_N$  je efektivní hodnota šumového napětí a  $I_N$  jsou jednotlivé efektivní šumové proudy,  $R_S$  jsou odpory připojené k jednotlivým vstupům. Pro zapojení podle obr. 28 bude tedy výsledné šumové napětí na výstupu

$$U_{NO} = \frac{1}{\beta} \sqrt{U_N^2 + (R_S/R_2)^2 + \left( \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_{N1} \right)^2} \quad (58)$$

Předpokládáme-li, že platí

$$R_S = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

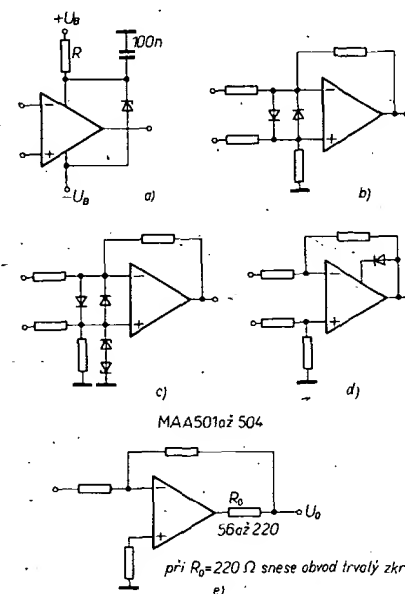
je odpor  $R_S = R_3$ . Pro malé  $R_S$  se více uplatňuje  $U_N$ , pro velké  $I_N$ . Dá se dokázat, že vezmeme-li v úvahu tepelný šum odporu  $R_S$ , existuje optimální odpor  $R_S$ , pro který je šum minimální a který je dán vztahem

$$R_{S \text{ opt.}} = \sqrt{\frac{U_N^2}{I_N^2}} \quad (59)$$

### Mezní parametry operačních zesilovačů

U ideálního operačního zesilovače se neuvažuje, je-li jeho použití nějakým způsobem omezeno – např. výkonem, napětím apod. U reálných operačních zesilovačů taková omezení však existují a při provozu je nutné je bezpodmínečně dodržovat – patří mezi ně např. rozsah napájecích napětí, vstupních napětí a velikost zátěže na výstupu. Jejich specifikace v katalogu je obvykle zcela jasná, proto uvedeme pouze několik poznámek a možnosti, jak zajistit doporučené mezní parametry.

Překročení maximálního napájecího napětí může přivodit zničení obvodu průrazem, tzv. druhým průrazem nebo přehřátím. Je samozřejmé, že většina obvodů by pravděpodobně pracovala i při větších než podle katalogu mezních napájecích napětích, ale případné „exkurze“ do těchto pracovních podmínek přináší riziko zničení obvodu – výrobce jednoduše tento provoz nezaručuje. Ochrana proti přepětí je možná podle obr. 29a. Odpor  $R$  nesmí být příliš velký, aby neovlivňoval funkci obvodu, ani příliš malý, aby plnil funkci omezovacího odporu. Vhodné jsou odpory 50 až 150  $\Omega$ .



Obr. 29. Různé druhy ochrany proti překročení mezních parametrů



Maximální rozdílové vstupní napětí je jedním z nejcitlivějších omezení – jeho překročení znamená téměř vždy zničení obvodu. Modernější obvody (MAA741, MAA748) mají navrženy vstupní obvody tak, aby rozdílové napětí mohlo být v rozsahu napájecích napětí. Ochrana proti přetížení rozdílovým vstupním napětím se obvykle dělá podle obr. 29b. Dvojice antiparalelně zapojených diod omezí rozdílové napětí na zhruba 0,7 V. Maximální součtové vstupní napětí udává hlavně rozsah zaručovaných parametrů zesilovače. Při mírném překročení tohoto parametru se pouze změní vlastnosti zesilovače. Při větším překročení (přesáhne-li velikost napájecího napětí) může dojít ke zničení obvodu. Ochrana proti překročení součtového napětí je na obr. 29c.

Pokud jde o obvody MAA501 až MAA504, vyskytuje se u nich v souvislosti se vstupním rozdílovým napětím zajímavý jev – překročí-li toto napětí určitou mez, přejde jeden ze vstupních tranzistorů do saturace a dojde k inverzi zesílení otevřené smyčky. Tento jev obvykle končí tím, že výstup je v saturaci, dokud alespoň na chvíli nepřerušíme napájecí napětí. Tento jev nastane i při velmi krátkém např. rušícím impulsu. Dioda zapojená podle obr. 29d této saturaci zamezí.

Poslední omezení se týká maximální zátěže na výstupu. Obvykle bývá v katalogu udávána na jedné straně maximální výkonová ztráta, na druhé straně maximální doba trvání zkratu na výstupu. Všechny běžné zesilovače kromě MAA501 až MAA504 trvalý zkrat nepoškodí, protože mají vnitřní ochranu výstupu. Obvody MAA501 až MAA504 „vydrží“ zkrat na výstupu po dobu 5 s. Chceme-li obvod před zkratem na výstupu chránit, můžeme použít zapojení podle obr. 29e. Tento způsob ochrany se doporučuje pro všechny typy operačních zesilovačů, pracujících do kapacitní zátěže.

Uvedené ochrany používáme pouze tehdy, hrozí-li reálné nebezpečí, že bude překročen některý z parametrů, neboť všechny více či méně ovlivňují vlastnosti zesilovače – zvětšují vstupní kapacitu, výstupní odpor atd.

### Základní zapojení operačních zesilovačů

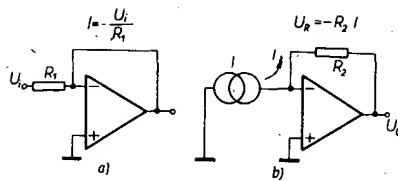
U operačních zesilovačů, které pracují v lineární oblasti (tj. v mezích udaných výrobcem, zaručujících dané parametry) se při výpočtech vlastností zesilovačů uvažuje ideální operační zesilovač – značně to zjednoduší všechny výpočty (není-li to možné, řeší se obvod s reálným zesilovačem tak, že se vztahy pro ideální zesilovač korigují, jak jsme uvedli v předchozích odstavcích).

Rozhodující jsou především dva důsledky vlastností ideálního operačního zesilovače:

- mezi vstupy je nulové napětí, tj. oba vstupy jsou na stejném potenciálu – důsledek nekonečného zesílení,
- ani jedním vstupem neprochází žádný proud – důsledek nekonečného vstupního odporu.

Tyto dva důsledky vlastností ideálního OZ umožňují značně zjednodušit řešení všech obvodů s operačními zesilovači, neboť lze místo vztahů (4), (5) a (13) použít vztahy zjednodušené. Z uvedených faktů dále vyplývá, že u všech zapojení výhradně s proudovou zpětnou vazbou, tj. u těch, u nichž je neinverující vstup uzemněn, je inverující vstup také na nulovém potenciálu.

Důsledek těchto úvah si ozřejmíme na dvou nejjednodušších případech – na



Obr. 30. Převodník napětí-proud a proud-napětí

převodnicích napětí-proud a proud-napětí. První z nich je na obr. 30a.

Podle a) je na invertujícím vstupu nulové napětí a odporem tedy protéká proud, daný Ohmovým zákonem

$$I = \frac{U_i}{R_1} \quad (60)$$

Podle b) do vstupů zesilovače neteče žádný proud a podle Kirchhoffova zákona musí stejný proud jako odporem, avšak opačného směru protékat obvodem zpětné vazby. Proud tekoucí obvodem zpětné vazby (mezi výstupem zesilovače a jeho invertujícím vstupem) bude tedy dán vztahem (60) se záporným znaménkem

$$I = -\frac{U_i}{R_1} \quad (61)$$

Tento vztah platí bez ohledu na to, jak je obvod zpětné vazby zapojen, tzn. že mezi výstup a invertující vstup lze popř. zapojit i zátěž (na obr. 30a zkrat). Vstupní napětí se tedy převádí na proud, který je mu přímo úměrný – konstantou úměrnosti je převrácená hodnota odporu  $R_1$ .

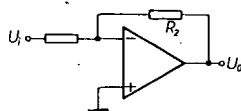
Převodník proud-napětí je na obr. 30b. Zdroj proudu  $I$  pracuje do nulové zátěže – dochází tedy ke zdánlivému paradoxu, že přestože vstupní odpor zesilovače je nekonečný, v zapojení se zpětnou vazbou se invertující vstup chová jako by měl vstupní odpor nulový (tato skutečnost je důsledkem nekonečného zesílení). Pak tedy obdobně jako v předešlém případě je napětí na invertujícím vstupu nulové, proud tekoucí ze zdroje je stejný jako proud ve smyčce zpětné vazby. Napětí na odporu  $R_2$  bude tedy rovno výstupnímu napětí a úbytek bude roven

$$U_0 = -R_2 I \quad (62)$$

Výstupní napětí je tedy úměrné odporu  $R_2$  a zapojení plní funkci převodníku proud-napětí, jehož vstupní impedance je nulová (nulový úbytek napětí).

Tato dvě zapojení lze sice použít v praxi, ale zde jsme je uvedli jako příklady, jak jednoduše řešit zapojení s operačními zesilovači. Navíc mohou posloužit k řešení základního zapojení operačního zesilovače – invertujícího zesilovače (obr. 31). Na toto zapojení se můžeme dívat (mimo jiné) jako na kombinaci převodníků napětí-proud a proud-napětí. Odpor  $R_1$  tvoří zdroj proudu (viz vztah (60)), který se spádem na odporu  $R_2$  převádí na napětí (62)

$$U_0 = -R_2 I = -R_2 \left( \frac{U_i}{R_1} \right) = -\frac{R_2}{R_1} U_i \quad (63)$$



Obr. 31. Invertující zesilovač

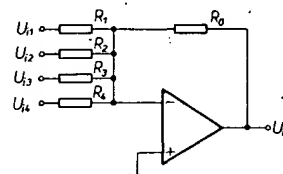
Vidíme, že zesílení je rovno poměru odporů  $R_2$  a  $R_1$ . Záporné znaménko značí, že zisk je záporný, tj. že zesilovač je invertující. Ke stejnému vztahu bychom dospěli z výrazu pro zesílení zesilovače s proudovou zpětnou vazbou jako limitního případu pro nekonečné zesílení. Uvedeným postupem lze však k výsledku dospět rychleji a názorněji; u reálného operačního zesilovače pak použijeme postupy popsané v předešlé kapitole.

U převodníku proud-napětí jsme odvodili, že je jeho vstupní impedance nulová. Vstup je zatížen odporem  $R_1$ , který pracuje do nulové impedance, tedy vstupní impedance je rovna odporu  $R_1$

$$Z_i = R_1 \quad (64)$$

Invertující zesilovač jsme tedy vlastně složili ze zdroje proudu a z převodníku proud-napětí. Na obr. 32 je situace, použije-li se několik zdrojů proudu (např. čtyři). Do invertujícího vstupu poteče součet proudů, jednotlivé proudy jsou dány vztahem

$$I_k = \frac{U_{ik}}{R_k} \quad (k = 1, 2, 3, 4) \quad (65)$$



Obr. 32. Invertující součtový zesilovač

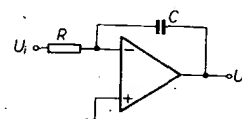
Zpětnovazební větví tedy poteče též součet proudů a tedy

$$U_0 = -R_2(I_1 + \dots + I_4) = -R_2 \left( \frac{U_{i1}}{R_1} + \frac{U_{i2}}{R_2} + \frac{U_{i3}}{R_3} + \frac{U_{i4}}{R_4} \right) \quad (66)$$

Podobně bychom dostali vztah pro jiný počet vstupních napětí. Vidíme, že výstupní napětí je úměrné součtu proudů, které jsou úměrné jednotlivým vstupním napětím – při rovnosti odporů  $R_1$  až  $R_4$  by na výstupu bylo napětí úměrné součtu vstupních napětí. V tomto zapojení se jednotlivé vstupy ani v nejmenším vzájemně neovlivňují, protože společný bod všech odporů je připojen přímo na invertující vstup, tedy do bodu nulového napětí a nulového odporu. Vstupní odpory pro jednotlivé vstupy jsou rovny příslušným odporům.

Podobnou jednoduchou úvahou můžeme vyřešit i další základní obvod – integrátor. Jeho zapojení je na obr. 33. Odporem  $R$  opět protéká proud, daný vstupním napětím podle vztahu (60). Stejný proud musí protékat i obvodem zpětné vazby – tzn. že kondenzátor se přes tento odpor nabíjí a napětí na něm bude

$$U_c(t) = U_0(t) = \frac{1}{C} \int_0^t I(\tau) d\tau \quad (67)$$



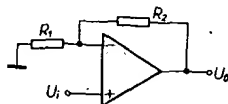
Obr. 33. Integrátor

A tedy v závislosti na vstupním napětí

$$U_d(t) = -\frac{1}{C} \int_0^t \frac{U_i(\tau)}{R} d\tau = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_i(\tau) d\tau \quad (68)$$

Vstupní odpor tohoto integrátoru je opět roven odporu  $R$

Podobnou úvahu lze použít i při konstrukci a výpočtu neinvertujícího zesilovače, jehož základní zapojení je na obr. 34. Pro výpočet zesílení můžeme použít



Obr. 34. Neinvertující zesilovač

buď vztah (5) nebo následující úvahu: napětí  $U_i$  na vstupu je stejné jako napětí na děliči, tvořeném odpory  $R_1$  a  $R_2$

$$U_i = U_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (69)$$

a z toho

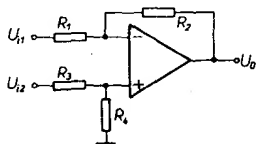
$$U_o = U_i \frac{R_1 + R_2}{R_1} = U_i \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (70)$$

Vidíme, že při stejných obvodových prvcích je zesílení neinvertujícího zesilovače o jedničku větší, než zesílení invertujícího zesilovače (znaménko je samozřejmě opačné). Ze vztahu mimo to také vyplývá, že zesílení je vždy nejméně jedna (tento stav nastává při  $R_2 = 0$  nebo  $R_1 = \infty$ ). Odpor  $R_2$  se volí s ohledem na kompenzaci vstupního klidového proudu. Tomuto zapojení se říká sledovač, pro který platí

$$U_o = U_i \quad (71)$$

Vzhledem k tomu, že u ideálního operačního zesilovače neprochází vstupem žádný proud, je pro tato zapojení vstupní impedance při použití ideálního zesilovače nekonečná.

Všechny předešlé vztahy platí pro ideální operační zesilovač, pro reálný operační zesilovač se upraví podle vlastností zesilovače. Dále si uvedeme rozdíl mezi ideálním a reálným operačním zesilovačem pro základní zapojení, která jsme si popsali – v tab. 1 jsou údaje pro ideální a v tab. 2 pro reálný zesilovač. Skutečná zapojení s reálnými operačními zesilovači budou poněkud složitější. Podle potřeby budou obsahovat kompenzační součástky atd. Dosavadní popis měl sloužit pouze k vysvětlení funkce základních zapojení OZ.



Obr. 35. Rozdílový zesilovač

Tab. 1. Parametry ideálního operačního zesilovače

Zapojení	$R_{vst}$	$R_{výst}$	Zesílení
invertující	$R_1$	0	$-(R_2/R_1)$
neinvert.	0	0	$1 + (R_2/R_1)$
sledovač	-0	-0	1

Tab. 2. Parametry reálného operačního zesilovače

Zapojení	$R_{vst}$	$R_{výst}$	Zesílení
invertující	$R_1 + (R_2/A)$	$R_0/AB$	$(-R_2/R_1) (1 + (1/AB))^{-1}$
neinvertující	$ABR_1$	$R_0/A\beta$	$(1 + (R_2/R_1)) (1 + (1/AB))^{-1}$
sledovač	$AR_1$	$R_0/A$	$A/(A + 1)$

Do základních zapojení patří i rozdílový (diferenční) zesilovač, jehož zapojení je na obr. 35. Jsou v něm využity dva vstupy, výstupní napětí bude záviset na obou vstupních napětích

$$U_o = U_{i2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - U_{i1} \frac{R_2}{R_1}$$

Ke vztahu (72) jsme dospěli stejnou cestou, jako k předešlým za předpokladu, že napětí mezi vstupy je nulové. Tento zesilovač lze navrhnout tak, že výstupní napětí bude záviset na rozdílu vstupních napětí

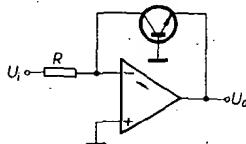
$$\frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_4} \quad (73)$$

Pak

$$U_o = \frac{R_2}{R_1} (U_{i2} - U_{i1}) \quad (74)$$

Tento vztah platí samozřejmě pouze pro ideální zesilovač, u reálného zesilovače závisí hlavně na činiteli potlačení součtového signálu. Dále u reálného zesilovače závisí na míře dodržení vztahu (73), není-li vztah přesně dodržen, je výstup citlivý i na součtové napětí a to nejen vlivem konečného činitele potlačení součtového signálu. Zatím jsme v obvodech zpětné vazby uvažovali pouze odpory (u integrátoru kondenzátor), které se nemění, neuvažovali jsme ani kmitočtovou závislost. Ve zpětné vazbě je však možné použít i prvky, jejichž odpor se mění s napětím, popř. jejichž proud není lineárně závislý na napětí, nebo obvody, jejichž vlastnosti závisí na kmitočtu – téměř říkáme aktivní filtry.

Jako příklad použití nelineárního prvku ve zpětné vazbě si můžeme uvést logaritmický zesilovač, jehož zapojení je na obr. 36. Úvahy jsou naprosto stejné jako pro



Obr. 36. Logaritmický zesilovač

invertující zesilovač, pouze použijeme vztah mezi kolektorovým proudem tranzistoru a napětím báze-emitor, který má pro dostatečně velký zesilovací činitel tranzistoru tvar

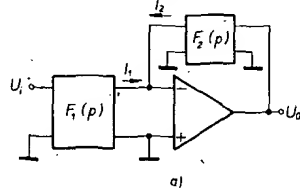
$$U_{BE} = \frac{kT}{e} \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (75)$$

kde  $k$  je Boltzmannova konstanta,  $T$  absolutní teplota,  $e$  náboj elektronu,  $I_C$  proud kolektoru a  $I_S$  závěrný proud přechodu báze-emitor. Proud  $I_C$  závisí na vstupním napětí a na odporu  $R$  podle vztahu (60), takže platí

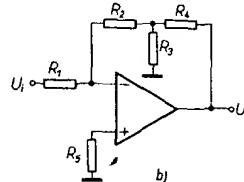
$$U_{BE} = -U_o = \frac{kT}{e} \ln \frac{U_i}{RI_S} \quad (76)$$

Výstupní napětí je tedy logaritmickou funkcí napětí vstupního.

Toto zapojení se v praxi většinou nepoužívá, neboť ze vztahu (76) vyplývá závislost výstupního napětí nejen na napětí vstupním, ale i na teplotě. Pro ilustraci však tento příklad postačí, neboť je z něho patrné, jakým způsobem lze problémy řešit. Při řešení obvodů s kmitočtově závislou zpětnou vazbou se většinou využívá přenosových funkcí. Zpětná vazba se uvažuje jako čtyřpól (viz obr. 37a),



Obr. 37a. Obecné zapojení invertujícího zesilovače



Obr. 37b. Invertující zesilovač s velkým zesílením

reprezentovaný přenosovou funkcí  $F(p)$  vstupního napětí – výstupní proud nakrátko (parametr  $y_{12}$  admitanční matice). Pro toto zapojení tedy platí následující vztahy

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= U F(p) \\ I_2 &= U F_2(p) \\ I_1 &= -I_2 \end{aligned} \right\} \rightarrow \frac{U_o}{U_i} = F(p) = -\frac{F_1(p)}{F_2(p)} \quad (77)$$

Podrobnější popis pojmu přenosové funkce a jejího využití je mimo rámec tohoto článku. Zájemce odkazujeme na odbornou literaturu, kde kromě podrobného vysvětlení lze obvykle nalézt i tabulkové údaje pro přenosové funkce základních čtyřpólů a převody přenosových funkcí.

Všechna další zapojení jsou z větší části podobná základním zapojením, případně se jejich vlastnosti dají odvodit stejným způsobem.

## Praktická zapojení s operačními zesilovači

V předchozím odstavci jsme si odvodili vlastnosti některých základních zapojení s operačními zesilovači, abychom si ukázali, jakým způsobem se obvody s operačními zesilovači analyzují. Ve všech případech jsme uvažovali ideální operační zesilovač a v tab. 1 a 2 jsme ukázali, jaký je praktický vliv vlastností reálného operačního zesilovače.

Ukažme si dále některá zapojení z praxe, v nichž je potlačen alespoň vliv vstupního klidového proudu. Zapojení se doplní pouze napájecími obvody, kmitočtovou kompenzací, která závisí na zvoleném typu obvodu a o přídavné prvky ke kompenzaci vstupní napětové nesymetrie.

U invertujícího zesilovače jsme si odvodili, že vstupní odpor je roven odporu  $R_1$  (obr. 31). Má-li mít zesilovač velké zesílení, musíme buď zmenšovat  $R_1$  nebo zvět-

šovat  $R_2$ . Protože  $R_2$  nemůžeme zvětšovat libovolně, musíme při velkých zesíleních používat malý  $R_1$  (tedy i malý vstupní odpor). Tato nevýhoda se dá obejít zapojením podle obr. 37b. Vstupní odpor tohoto zesilovače je opět  $R_1$ , ale zesílení je dáno vztahem

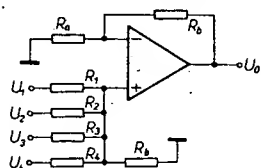
$$\frac{U_0}{U_i} = -\frac{R_2}{R_1} \left( 1 + R_4 \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2} \right) \right) \quad (78)$$

a je tedy v každém případě větší, než zesílení jednoduchého invertujícího zesilovače. Chceme-li dosáhnout velkého zesílení, volíme  $R_3 \ll R_2$  a vztah (78) je přibližně roven

$$\frac{U_0}{U_i} = -\frac{R_2}{R_1} \left( 1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \quad (79)$$

Zesílení může být tedy při stejném vstupním odporu podstatně větší. Odpor  $R_5$  bude v tomto případě roven přibližně paralelní kombinaci  $R_1$  a  $(R_2 + R_3)$ .

Na obr. 32 jsme uvedli zapojení součtového zesilovače a rozebrali jeho činnost. Praktické zapojení nebude mít neinvertující vstup uzemněn přímo, ale přes odpor rovný paralelní kombinaci všech odporů připojených k invertujícímu vstupu. Uvedený obvod pracuje jako invertující zesilovač, tzn. že výstupní napětí je invertovaným součtem vstupních napětí (pro stejné odpory) nebo je dáno vztahem (70). Chceme-li sestavit podobný obvod, který však neinvertuje vstupní napětí, můžeme ho zapojit podle obr. 38. Pro výstupní napětí



Obr. 38. Součtový neinvertující zesilovač

bude platit vztah:

$$U_0 = \frac{\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} + \frac{U_4}{R_4}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_b}} \left( 1 + \frac{R_a}{R_b} \right) \quad (80)$$

Vztah je poněkud komplikovaný, ale zvolíme-li s ohledem na potlačení vlivu vstupního klidového proudu

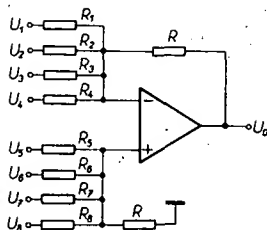
$$\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_b} = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_b} \quad (81)$$

(odpor  $R_a$  je paralelní kombinací odporů  $R_1$  až  $R_4$ ), pak vztah (80) přejde do tvaru:

$$U_0 = R_b \left( \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} + \frac{U_4}{R_4} \right) \quad (83)$$

Vztah (82) je tedy přesnou analogií vztahu (70), má pouze opačné znaménko, jedná se tedy o invertující zesilovač. Vztah (82) i vztah (70) platí samozřejmě i pro jiný počet vstupů než čtyři.

Podíváme-li se na obě zapojení – invertující a neinvertující zesilovač – zjistíme, že jsou si velmi podobná, pouze používají jiné vstupy. Obě zapojení budeme moci kombinovat podobně jako jsme kombinaci invertujícího a neinvertujícího zesilovače vytvořili zesilovač rozdílový, zapojení je na obr. 39. Za předpokladu, že je splněna podmínka, že paralelní kombina-



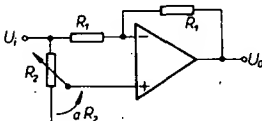
Obr. 39. Rozdílový-součtový zesilovač

ce odporů  $R_1$  až  $R_4$  je rovna paralelní kombinaci odporů  $R_5$  až  $R_8$ , pak platí vztah:

$$U_0 = R \left( \frac{U_5}{R_5} + \frac{U_6}{R_6} + \frac{U_7}{R_7} + \frac{U_8}{R_8} + \frac{U_1}{R_1} - \frac{U_2}{R_2} - \frac{U_3}{R_3} - \frac{U_4}{R_4} \right) \quad (83)$$

Pomocí takového obvodu můžeme realizovat poměrně univerzální součtový obvod, který respektuje znaménko součtu.

Zatím jsme hovořili o invertujících a neinvertujících zesilovačích, které umožňují nastavit pevné zesílení. Změna zesílení je možná změnou obvodových prvků (většinou odporů), avšak změna zesilovače z invertujícího na neinvertující je možná změnou zapojení. Na obr. 40 je



Obr. 40. Invertující-neinvertující zesilovač

zapojení umožňující měnit zesílení od +1 do -1 změnou polohy běžce potenciometru  $R_2$ . Jedná se vlastně o rozdílový zesilovač, na jeho oba vstupy je přivedeno stejné napětí, ale u něhož není splněna podmínka (73). Platí vztah (72), ve kterém  $R_1 = R_2$ ,  $R_4 = aR_2$  a  $R_3 = (1-a)R_2$ . Dosadíme-li tyto údaje do vztahu (72), dostaneme vztah

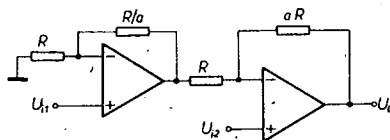
$$U_0 = U_i (2a - 1) \quad (84)$$

Protože  $a$  se mění od nuly do jedné, mění se zesílení od minus jedné do plus jedné.

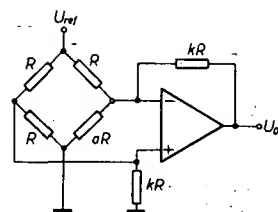
Klasický rozdílový zesilovač, jaký je na obr. 35, má stejnou nevýhodu jako invertující zesilovač, tj. má poměrně malý vstupní odpor. Kombinací dvou neinvertujících zesilovačů můžeme získat rozdílový zesilovač s poměrně velkým vstupním odporem. Zapojení je na obr. 41. Za předpokladu, že součástky splňují podmínky, naznačené v obrázku, platí

$$U_0 = (U_{i1} - U_{i2}) (a + 1) \quad (85)$$

Toto zapojení zachovává vlastnost, že výstupní napětí je závislé na rozdílu vstupních napětí, ale propůjčuje současně obvodu stejný vstupní odpor, jaký má neinvertující zesilovač, tzn., že vstupní odpor je velmi velký.



Obr. 41. Rozdílový zesilovač s velkým vstupním odporem



Obr. 42. Zesilovač pro můstek

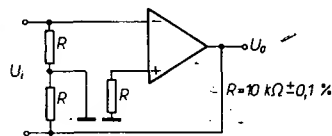
Doposud popsaná zapojení měla různé funkce a různé vlastnosti, avšak společné měla to, že nebyla vlastně ničím jiným, než kombinací invertujícího a neinvertujícího zesilovače, případně zesilovačů rozdílových.

Jako příklad dalších zapojení, již bez komentáře, si můžeme ukázat zesilovač pro můstek (obr. 42). Výstupní napětí bude

$$U_0 = U_{ref} \frac{k(1 - \frac{1}{a})}{\frac{1}{k} + (1 + \frac{1}{a})} \quad (86)$$

Tento vztah předpokládá rovnost tří odporů v můstku, čtvrtý je vyjádřen pomocí zbylých tří a pomocí součinitele  $a$  (může to být fotoodpor, termistor apod.).

Další zajímavé zapojení je na obr. 43. Jedná se o oddělovací stupeň se zesílením 1 a s velmi velkým vstupním odporem. Toto zapojení není citlivé na vstupní klidový proud zesilovače. Jeho nevýhodou je však nutnost použít plovoucí zem u sledovače (oproti měřenému obvodu).

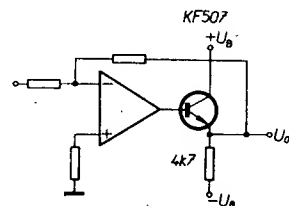


Obr. 43. Sledovač s extrémně velkým vstupním odporem

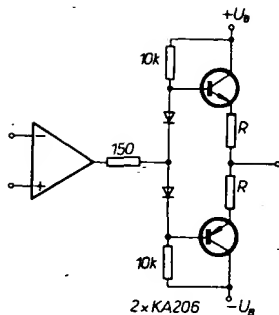
Na závěr zapojení lineárních zesilovačů si ještě uvedeme zapojení, umožňující zvětšit zatížitelnost výstupu operačního zesilovače.

První možnost je na obr. 44. Jedná se o zařazení emitorového sledovače na výstup operačního zesilovače. S uvedenými součástkami může být výstupní proud až 50 mA. Smyčka zpětné vazby je vedena až z emitoru výstupního tranzistoru, takže zahrnuje i emitorový sledovač, čímž se značně potlačí vliv jeho nestabilit.

Pro ještě větší výstupní proudy je možné použít zapojení podle obr. 45. Jde o komplementární výstupní sledovač. Můžeme použít jakékoli výkonové tranzistory

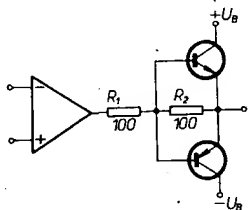


Obr. 44. Zvětšení zatížitelnosti emitorovým zesilovačem



Obr. 45. Komplementární výkonový stupeň

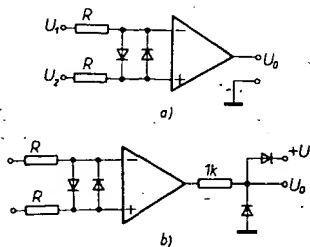
(např. KF507 – KF517 nebo i výkonnější). Odpory  $R$  jsou malé odpory (1 až 2  $\Omega$ ), které stabilizují klidový proud a zabráňují tak zničení tranzistorů při náhlém zahřátí (nechrání však proti zkratu na výstupu). Poněkud jednodušší verze je na obr. 46.



Obr. 46. Jednodušší verze komplementárního stupně

Toto zapojení nahrazuje potřebu klidového proudu tím, že při uzavření obou tranzistorů je proud do zátěže dodáván přes odpory  $R_1$  a  $R_2$  z výstupu operačního zesilovače. Vzhledem k tomu, že tento stav nastává pouze při napětí zhruba  $\pm 0,7$  V, není proudové zatížení výstupu velké, při větších napětích už dodává proud do zátěže jeden ze dvou tranzistorů. Odpor  $R_1$  chrání výstup operačního zesilovače při poruše jednoho z obou tranzistorů, je ho však možné vynechat.

Velkého zesílení operačních zesilovačů je možné využít i v zapojení bez zpětné vazby. V praxi je vyloučeno pracovat v lineární části charakteristiky, neboť při běžných zesíleních operačních zesilovačů stačí k tomu, aby se výstup zesilovače satureoval, vstupní napětí zlomek mV. Toho se využívá hlavně při porovnávání různých napětí. Vzhledem k tomu, co bylo řečeno, platí, že operační zesilovač bude v saturaci vždy podle toho, na kterém vstupu bude mít větší napětí. Takovému „zesilovači“ se říká komparátor a jeho základní zapojení je na obr. 47. Jedná se vlastně o zapojení operačního zesilovače s ochranou vstupních obvodů před přetížením nepřipustným rozdílovým napětím. Diody  $D_1$  a  $D_2$  omezí maximální rozdílové napětí na zhruba  $\pm 0,7$  V. Výstupní napětí je v „kladné“ saturaci, je-li  $U_2 > U_1$  a na-

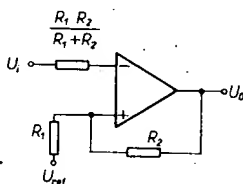


Obr. 47. Zapojení komparátoru

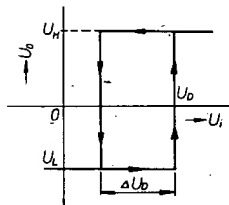
opak. „Neurčitost“ mezi kladnou a zápornou saturací (podle převodní charakteristiky zesilovače s otevřenou smyčkou zpětné vazby) daná konečným zesílením zesilovače je velmi malá, u běžných operačních zesilovačů se pohybuje v okolí 1 mV. Tato „neurčitost“ nemá praktický význam, větší význam má napětíová vstupní nesymetrie, která způsobuje chybu rovnou této nesymetrii; lze ji však kompenzovat způsoby, předepsanými pro jednotlivé typy zesilovačů.

Výstupní napětí z komparátoru má dvě úrovně, takže se vlastně jedná o logický signál. Při zapojení podle obr. 47a jsou však tyto dvě úrovně poměrně špatně definovány, protože saturační napětí na výstupu závisí na mnoha parametrech. Chceme-li např. na výstup OZ připojit hradlo, musíme obě výstupní úrovně upravit. Jedna z možností, jak toho dosáhnout, je obr. 47b. Výstup se přes odpor a dvě diody připojí na napájecí napětí logických obvodů. Tím přesáhne výstupní napětí zvolené meze o 0,7 V, což je pro většinu logických obvodů přípustné.

Do stejné skupiny řadíme i obvody, do nichž se pomocí zpětné vazby zavádí hystereze. Jednou z nevhod komparátoru je to, že jsou-li obě porovnávaná napětí blízká, může vlivem různých vlivů výstupní napětí „kmitat“. Toto „kmitání“ lze odstranit tak, že komparátor překlápí při větším napětí, když se napětí zvětšuje, a při menším, když se napětí zmenšuje. Takovému obvodu se někdy říká Schmittův klopný obvod. Zapojení Schmittova klopného obvodu s operačním zesilovačem je na obr. 48. Hystereze je dosaženo



Obr. 48. Schmittův klopný obvod



Obr. 49. Charakteristika Schmittova klopného obvodu

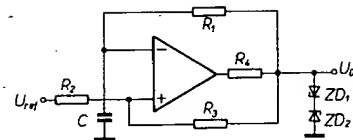
zavedením kladné zpětné vazby – překlápění napětí je závislé na stavu výstupu. Převodní charakteristika je na obr. 49.  $U_H$  a  $U_L$  jsou saturační napětí kladné a záporné (možno omezit např. podle obr. 47b nebo Zenerovou diodou),  $U_D$  je překlápěcí napětí, jestliže se napětí zvětšuje,  $\Delta U_D$  je rozdíl mezi překlápěcími úrovněmi. Pro  $U_D$  a  $\Delta U_D$  platí vztahy

$$U_D = U_{ref} + (U_H - U_{ref}) \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (87),$$

$$\Delta U_D = (U_H - U_L) \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (88).$$

Výhoda tohoto zapojení oproti jiným spočívá ve velmi snadném nastavení překlápěcích úrovní a hystereze ve velmi širokých mezích.

Výhodné použití nalézají operační zesilovače při konstrukci generátorů nejruz-



Obr. 50. Astabilní multivibrátor

nějších průběhů. Uvedeme si několik typických zapojení, především ta, která jsou pro použití operačních zesilovačů charakteristická. Na obr. 50 je zapojení astabilního multivibrátoru, který se vyznačuje velmi dobrou stabilitou; Zenerovy diody omezují rozkmit výstupního napětí. Anti-sériové zapojení má navíc tu výhodu, že dioda je částečně teplotně kompenzována. Diody je možno vynechat, zhorší se však stabilita. Předpokládáme-li symetrické výstupní napětí o amplitudě  $U_0$  (dáno Zenerovými diodami), pak jsou délky jednotlivých púlperiod

$$t_1 = R_1 C \ln \left( \frac{1 + 2 \frac{R_2}{R_3} \frac{U_{ref}}{U_0}}{1 - \frac{U_{ref}}{U_0}} \right) \quad (89),$$

$$t_2 = R_1 C \ln \left( \frac{1 + 2 \frac{R_2}{R_3} \frac{U_{ref}}{U_0}}{1 + \frac{U_{ref}}{U_0}} \right) \quad (90).$$

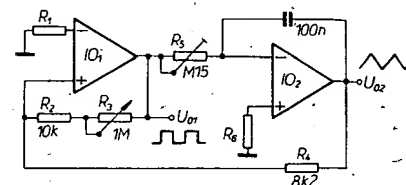
Tento vztah je velmi komplikovaný, obvykle se ale  $U_{ref}$  volí nulové, pak jsou kmity symetrické a jejich púlperioda je dána vztahem:

$$t_1 = t_2 = R_1 C \ln \left( 1 + 2 \frac{R_2}{R_3} \right) \quad (91).$$

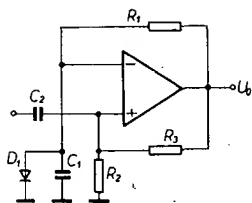
Odpor  $R_4$  volíme podle použitých Zenerových diod a přípustného výstupního proudu operačního zesilovače.

Další typickou aplikací operačních zesilovačů jsou generátory funkcí. Příklad zapojení je na obr. 51. Zesilovač  $IO_1$  pracuje jako Schmittův klopný obvod, zesilovač  $IO_2$  jako integrátor. Přivedeme-li na vstup integrátoru konstantní vstupní napětí, bude na výstupu lineárně se zvětšující napětí (pilovitého průběhu). Pokud bychom vstupní napětí neměnili, přešel by výstup do saturace. Na obr. 51 je však výstup integrátoru připojen na vstup Schmittova klopného obvodu. Jakmile napětí  $U_{02}$  dosáhne určité velikosti (dané odpory  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ ), změní se napětí na výstupu integrátoru na opačné a změní se směr integrace. Výsledkem je napětí trojúhelníkovitého průběhu  $U_{02}$  na výstupu. Jeho amplituda se nastavuje odporem  $R_3$ , který určuje napětí, při kterém se překlápí Schmittův klopný obvod.  $U_{01}$  je napětí pravoúhlého průběhu. Podrobněji je činnost generátoru funkcí uvedena dále v rámci stavebního návodu na jednoduchý generátor funkcí.

V dalších aplikacích, které si uvedeme, jde o zapojení, která nejsou typická pro



Obr. 51. Funkční generátor

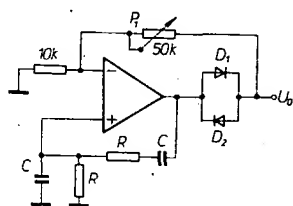


Obr. 52. Monostabilní multivibrátor

operační zesilovače. Jde většinou o zapojení, která byla používána s tranzistory nebo elektronkami, při jejich náhradě operačními zesilovači se zapojení obvykle zjednoduší a dosáhne se lepších výsledků.

Jako první příklad uvedeme zapojení monostabilního klopného obvodu. Vznikne ze zapojení na obr. 50 přidáním jedné diody (obr. 52). Tento obvod má stabilní stav při kladné saturaci na výstupu. Po přivedení záporné hrany impulsu přes kondenzátor  $C_2$  se výstup překlápí do záporné saturace a obvod pracuje přesně jako multivibrátor z obr. 50, po překlopení do kladné saturace zabrání dioda  $D_1$  nabíjení kondenzátoru  $C_1$  a tím dalšímu překlápění. Výstup tohoto obvodu je možné upravit stejně jako je tomu na obr. 50. Získá se tím velká přesnost a stabilita délky výstupního impulsu.

Dalšími podobnými obvody jsou nejruznější generátory harmonického signálu. Operační zesilovač v nich na jedné straně nahradí poměrně složitý zesilovač diskrétní, na druhé straně díky velkému



Obr. 53. Oscilátor s Wienovým můstkem a stabilizací diodami

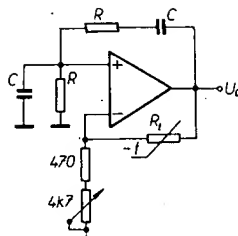
zesílení usnadní práci se smyčkou zpětné vazby. Nevýhodou operačních zesilovačů při těchto aplikacích je jejich pracovní kmitočtový rozsah, který omezuje shora jejich použitelnost pro tyto účely. Navíc hlavní přednost operačních zesilovačů, tj. jejich výborné stejnosměrné parametry, zůstanou nevyužity. Uvedme si několik typických zapojení pro různé druhy oscilátorů  $RC$ .

Nejrozšířenějším typem oscilátoru  $RC$  jsou oscilátory s Wienovým můstkem, který zavádí kladnou zpětnou vazbu. Tato kladná zpětná vazba je vždy doplněna zápornou zpětnou vazbou, která stabilizuje amplitudu a zmenšuje zkreslení výstupního signálu. Jedno z nejjednodušších zapojení je na obr. 53. Kmitočet oscilací je dán vztahem

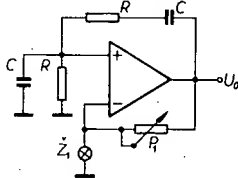
$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (92)$$

Amplituda je stabilizována diodami  $D_1$  a  $D_2$ , výstupní napětí se nastavuje potenciometrem  $P_1$ . Zapojení je poměrně jednoduché, avšak zkreslení výstupního signálu je poměrně velké.

Existují i další způsoby zapojení záporné zpětné vazby. Klasická je metoda stabilizace výstupního napětí termistorem. Zapojení takového oscilátoru je na obr. 54. Kmitočet je dán vztahem (92), pouze větve záporné zpětné vazby je zapojena jinak. Potenciometrem  $P_1$  se nastaví amplituda

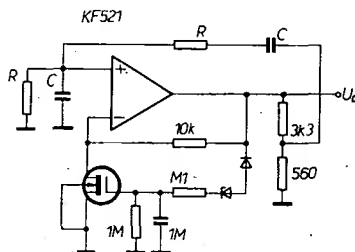


Obr. 54. Oscilátor s Wienovým můstkem a stabilizací termistorem



Obr. 55. Oscilátor s Wienovým můstkem a stabilizací žárovkou

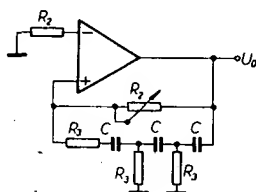
s ohledem na co nejmenší zkreslení signálu, termistor  $R_1$  ji pak stabilizuje. Častým řešením je též stabilizace žárovkou (obr. 55). Zapojení je prakticky ekvivalentní zapojení předešlému, pouze díky opačné teplotní závislosti odporu vlákna žárovky je zpětná vazba zapojena jinak. Žárovka musí být pro velmi malý proud (10 až 20 mA), tento typ je u nás bohužel nedostupný. Jistým řešením je použít zesilovač podle obr. 45 nebo 46, čímž se zvětší proudová zatížitelnost zesilovače a lze použít žárovku 6 V/50 mA, která je v ČSSR relativně snadno dostupná. Získáme tím navíc i generátor s velkou zatížitelností. Poslední a zřejmě nejvýhodnější metodou stabilizace výstupního napětí je metoda stabilizace tranzistorem řízeným polem. Zapojení generátoru, který pro stabilizaci výstupního napětí používá MOSFET, je na obr. 56. Kmitočet je opět



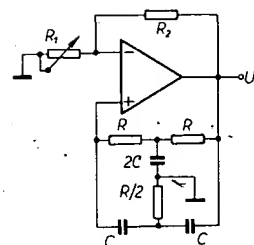
Obr. 56. Oscilátor s Wienovým můstkem a stabilizací FETem

dán vztahem (92), stabilizace amplitudy je dosaženo změnou odporu kanálu tranzistoru MOSFET, který je součástí záporné zpětné vazby.

Ukázali jsme si různé způsoby stabilizace amplitudy oscilátoru s Wienovým můstkem. Pro konstrukci oscilátorů je však možné použít i jiná zapojení, běžná pro obvody s diskrétními prvky. Tak např. na obr. 57 je zapojení oscilátoru s fázova-



Obr. 57. Oscilátor  $RC$  s fázovacím článkem



Obr. 58. Oscilátor s dvojitým T

cím článkem. Kmitočet oscilátoru je dán vztahem

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_3 C \sqrt{6}} \quad (93)$$

Tento vztah platí za předpokladu, že  $R_2 \gg R_3$ . Odpor  $R_2$  se nastavuje na co nejmenší zkreslení výstupního signálu.

Dalším zapojením je oscilátor s dvojitým článkem T (obr. 58). Opět se snažíme volit  $R_1 \ll R_2$ . V tom případě platí

$$f_0 = \frac{2}{2\pi RC} \quad (94)$$

Odporem  $R_1$  opět nastavíme výstupní signál s co nejmenším zkreslením.

Další velmi častou oblastí aplikací, jak již bylo dříve uvedeno, jsou aktivní filtry. Velký vstupní a malý výstupní odpor a velké zesílení operačních zesilovačů dovolují s úspěchem konstruovat aktivní filtry  $RC$ . Výhodou filtrů s OZ před pasívními filtry je to, že je možné dosáhnout větší strmosti charakteristiky filtru mimo přenášené pásmo. Aktivní filtry nemají obvykle větší počet součástek než filtry pasívní, přičemž kondenzátory a odpory jsou obvykle menší, zejména na nejnižších kmitočtech, a proto jsou menší i rozměry filtrů.

Aktivní filtry mohou sloužit jako oddělovací zesilovače mezi jednotlivými stupni. V dnešní době je možné konstruovat filtry až do kmitočtu jednotek MHz. Činitel jakosti filtrů je až několik set. Filtry však mají i několik nedostatků, vyplývajících z použitých operačních zesilovačů, jako je omezené vstupní a výstupní napětí a poměrně malý výstupní proud. Na výstupu aktivního filtru s OZ je obvykle stejnosměrné napětí, které se mění s teplotou.

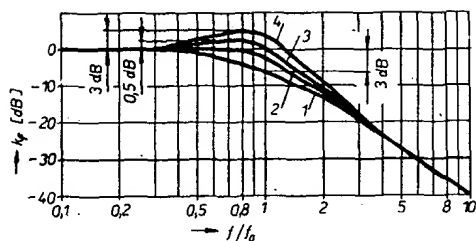
Podle toho, pro jaký účel jsou filtry určeny, dělíme je na dolní propusti (DFP), horní propusti (HFP), pásmové propusti (PF), pásmové zadržky (ZF).

DFP propouští všechny kmitočty až do horního mezního kmitočtu, HFP propouští všechny kmitočty nad dolním mezním kmitočtem, PF propouští jen dané pásmo kmitočtů a ZF zadržují dané pásmo kmitočtů (mohou sloužit jako odlaďovače).

Vlastnosti filtrů jsou vyjádřeny kmitočtovou a fázovou charakteristikou; obě závisí na činiteli jakosti  $Q_{ekv}$ , charakteristickém kmitočtu  $f_0$  a zesílení  $A_{st}$  v pásmu propustnosti.

Pro DFP a HFP je kmitočet  $f_0$  kmitočtem, od něhož začíná klesat kmitočtová amplitudová charakteristika. Pro PF je to kmitočet ve středu propuštěného pásma a pro ZF je  $f_0$  střední kmitočet nepropuštěného pásma.

Činitel  $Q_{ekv}$  určuje strmost kmitočtové charakteristiky od kmitočtu  $f_0$  do kmitočtu



Obr. 59. Kmitočtové charakteristiky Butterworthových, Čebyševových a Besselových filtrů

maximálního útlumu. Pro DFP a HFP se obvykle při výpočtu používá převratná hodnota  $Q_{\text{ekv}}$ .

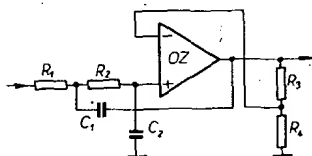
Podle tvaru kmitočtové charakteristiky dělíme DFP a HFP na filtry několika řádů. Použití filtru toho nebo onoho řádu vyplývá z požadavků na filtr. Na obr. 59 je kmitočtová charakteristika Butterworthova filtru, který má rovnou kmitočtovou charakteristiku ( $\pm 3$  dB) na kmitočtu  $f_0$ . Křivky 3 a 4 jsou kmitočtové charakteristiky Čebyševových filtrů, které sice nemají pokles na kmitočtu  $f_0$ , ale mají zvlněnou charakteristiku. Zvlnění charakteristiky může být 0,5 dB (křivka 3) až 3 dB (křivka 4); filtry však mají od kmitočtu  $f_0$  strmější charakteristiku než filtry Butterworthovy. U Besselových filtrů (křivka 1) je zajímavá fázová charakteristika, která je v celém propustném pásmu lineární. Posledně jmenované filtry jsou výhodné pro přenos impulsů; u filtrů Čebyševových a Butterworthových vznikají při přenosu impulsů zákmity.

Zapojení DFP a HFP druhého řádu je na obr. 60 a obr. 61. Ze zapojení vyplývá, že operační zesilovač je zapojen jako neinvertní zesilovač, který má velký vstupní a malý výstupní odpor. Odpory  $R_1$  a  $R_2$  mohou tudíž být velké (až stovky k $\Omega$ ), a proto je možné zmenšit kapacitu kondenzátorů  $C_1$  a  $C_2$ . Zesílení je určeno poměrem odporů  $R_3$  a  $R_4$  ( $A_u = 1 + (R_3/R_4)$ ). Jsou-li odpory  $R_1$  a  $R_2 = R$ , můžeme určit parametry DFP ze vztahů

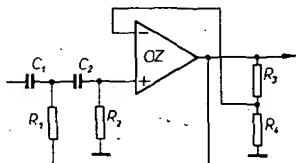
$$f_0 = \frac{0,16}{R} \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2}}$$

$$\alpha = 2 \sqrt{\frac{C_2}{C_1} + (1 - A_u)} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

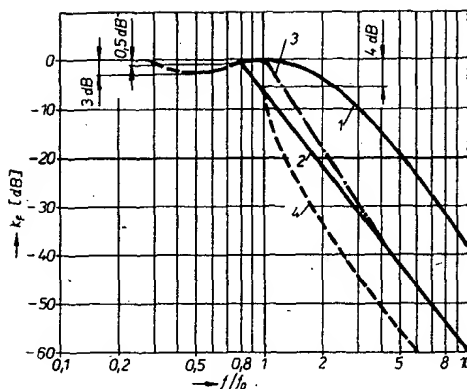
$$A_{uf} = A_u = 1 + \frac{R_3}{R_4}$$



Obr. 60. Zapojení dolní propusti druhého řádu



Obr. 61. Zapojení horní propusti druhého řádu



Obr. 64. Kmitočtová charakteristika propusti z obr. 62

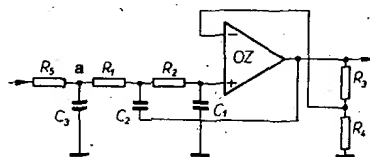
Jsou-li dány  $f_0$ ,  $\alpha$  a  $A_{uf}$  a bude-li  $R_1 = R_2 = R$  a  $R_4 = 2R$ , můžeme spočítat prvky filtru ze vztahů

$$C_1 = 0,08\alpha \frac{1 + \sqrt{(4A_{uf} - 1)/\alpha^2}}{f_0 R}$$

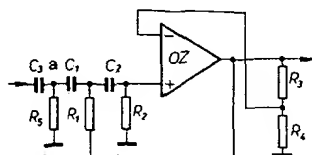
$$C_2 = \frac{0,025}{f_0 C_1 R^2}$$

$$R_3 = (A_u - 1)R_4$$

Kmitočtová charakteristika HFP je symetrická kolem kmitočtu  $f_0$ . Parametry HFP lze určit z následujících vztahů (při  $C_1 = C_2 = C$ ), jak je zřejmé z obr. 59



Obr. 62. Zapojení dolní propusti třetího řádu



Obr. 63. Zapojení horní propusti třetího řádu

$$f_0 = \frac{0,16}{C} \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2}}$$

$$\alpha = 2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2} + (1 - A_u) \frac{R_2}{R_1}}$$

Při daných veličinách  $f_0$ ,  $\alpha$  a  $A_{uf}$  a při  $C_1 = C_2 = C$  můžeme vypočítat  $R_1$ ,  $R_2$  a  $R_3$  z následujících vztahů

$$R_1 = \frac{0,04}{f_0 C} (\alpha + \sqrt{\alpha^2 + 8(A_{uf} - 1)})$$

$$R_2 = \frac{0,64}{f_0 C \sqrt{\alpha^2 + 8(A_{uf} - 1)}}$$

$$R_3 = (A_u - 1)R_4$$

Chceme-li, aby drift na výstupu byl nulový, musí být odpor  $R_4 = R_1 + R_2$ .

K výpočtu filtrů DFP a HFP druhého řádu postačí užít jen  $f_0$  a  $\alpha$ . Je-li  $R_1 = R_2 = R$  a  $C_1 = C_2 = C$ , pak

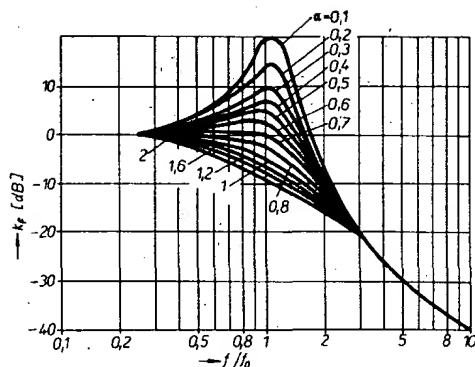
$$A_u = 3 - \alpha, R = \frac{0,16}{f_0 C} \text{ nebo } C = \frac{0,16}{f_0 R}$$

Strmost kmitočtové charakteristiky DFP a HFP druhého řádu je 12 dB na oktávu, tj. 40 dB na dekádu. Chceme-li filtr s větší strmostí, musíme použít filtry vyšších řádů. Filtr třetího řádu dostaneme z filtru druhého řádu připojením obvodů  $RC$  na vstup filtru. Zapojení DFP a HFP třetího řádu a jejich kmitočtové charakteristiky jsou na obr. 62, obr. 63 a obr. 64 (označení křivek je stejné jako na obr. 59). Filtr čtvrtého řádu vznikne složením dvou filtrů druhého řádu. Filtr pátého řádu vznikne složením filtru druhého řádu a filtru třetího řádu. Strmost kmitočtové charakteris-

Tab. 3. Činitele  $\alpha$  a  $k_1$  pro výpočet filtrů

	Řád filtru							
	2	3	4	5	6	7	8	9
	Počet obvodů							
	1	1	2	1	2	1	2	3
$\alpha$	Besselův filtr							
	1,73	—	1,45	1,92	1,24	—	1,77	1,09
$k_1$	1,73	2,32	2,54	3,02	3,39	3,65	3,78	4,26
$\alpha$	Butterworthův filtr							
	1,41	—	1,00	1,85	0,76	—	1,62	0,62
$k_1$	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00
$\alpha$	Čebyševův filtr (zvlnění 0,5 dB)							
	1,16	—	0,59	1,42	0,34	—	0,85	0,22
$k_1$	1,26	0,63	1,07	0,60	1,03	0,36	0,69	1,02
$\alpha$	Čebyševův filtr (zvlnění 3 dB)							
	0,77	—	0,33	0,93	0,18	—	0,47	0,11
$k_1$	0,84	0,30	0,92	0,44	0,95	0,18	0,61	0,97





Obr. 65. Kmitočtová charakteristika pro-  
pusti z obr. 63

tyky se vždy při „povyšení“ filtru zvětšuje o 6 dB/okt.

Aktivní filtry až pátého řádu je možno vypočítat s údaji uvedenými v tab. 3.

Podle obr. 59 až 64 vybereme požadovaný tvar křivky, určíme řád a zapojení filtru. Z tab. 3 najdeme činitel  $\alpha$  a mezní kmitočet filtru, který dostaneme násobením požadovaného kmitočtu činitelem  $k_f$ . Součástky filtru určíme z příslušných vztahů. Filtr, k jehož konstrukci byly použity součástky s tolerancí lepší než 5 % nemusíme obvykle nastavovat. Jsou-li tolerance součástek větší, musíme filtr na požadovaný kmitočet naladit. Je-li filtr sudého řádu, ladíme jednotlivé filtry druhého řádu na zadané parametry. U filtru lichého musíme ještě nastavit vstupní obvod RC.

Filtr DFP druhého řádu ladíme tak, že odpor  $R_3$  nahradíme proměnným odporem (2 až 3× větším, než je vypočítaný) a na vstup přivedeme signál o kmitočtu, který je blízký meznímu kmitočtu. Postupně zvětšujeme odpor  $R_3$  a měníme kmitočet vstupního signálu, až dosáhneme výrazného maxima na výstupu (obr. 65). Když se filtr rozkmitá, musíme odpor  $R_3$  zmenšit. Na požadovaný mezní kmitočet nastavíme filtr odpory  $R_1$  a  $R_2$  (oba musí být stejné). Pak zmenšíme odpor  $R_3$  tak, abychom dosáhli požadované charakteristiky při daném  $\alpha$ . Odpor  $R_3$  změříme a nahradíme ho pevným odporem. Podobně nastavujeme HFP. Pouze místo odporu  $R_1$  a  $R_2$  měníme kondenzátory  $C_1$  a  $C_2$  (obr. 61).

Při nastavování filtru lichého řádu začínáme od obvodu RC ( $R_5$ ,  $C_3$  v obr. 62 a 63). Odpor  $R_5$  nahradíme proměnným odporem a voltmetr připojíme na výstup členu RC (bod a v obr. 62 a 63). Při změně odporu  $R_5$  bude v bodě a po nastavení úroveň 0,7U<sub>ref</sub> při mezním kmitočtu. Potom tento obvod RC odpojíme a ladíme filtr druhého řádu.

Základní zapojení pásmové propusti je na obr. 66a. Činitel jakosti tohoto filtru není větší než 10 a určuje celkové zesílení filtru. Při výpočtu musíme znát  $Q_{ekv}$  a  $f_0$ . Kondenzátory a odpory filtru volíme tak, aby  $R = R_1 = R_2 = R_3$  a  $C = C_1 = C_2$ . Odpor  $R$  vypočítáme ze vztahu

$$R = \frac{0,225}{f_0 C}$$

Aby drift na výstupu byl nulový, pak

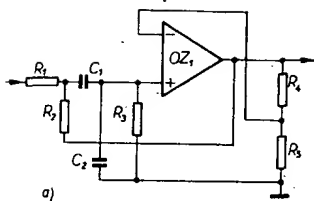
$$R_4 = A_u R,$$

$$R_5 = \frac{A_u R}{A_u - 1}.$$

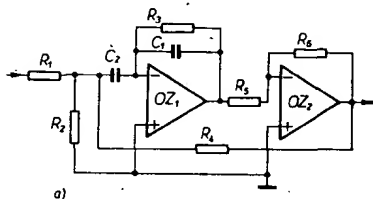
Parametry filtru vypočítáme ze vztahu

$$A_u = \frac{5 - 1,44}{Q_{ekv}},$$

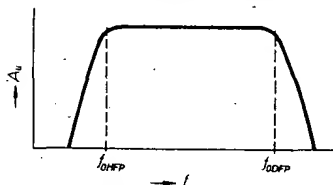
$$A_{uf} = 3,5 Q_{ekv} - 1.$$



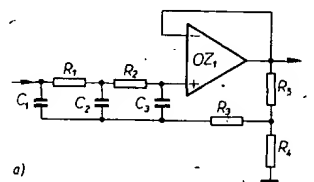
Obr. 66. Zapojení a charakteristika pásmové propusti



Obr. 67. Zapojení a charakteristika filtru s větším činitelem jakosti.



Obr. 68. Širokopásmová propust



Na požadovaný kmitočet nastavíme filtr změnou odporu  $R_3$  a požadované jakosti dosáhneme změnou zesílení (odporem  $R_4$ ). Kmitočtová charakteristika pásmové propusti z obr. 66a je na obr. 66b.

Větší jakosti filtru (mezi 10 až 100) je možné dosáhnout, použijeme-li zapojení podle obr. 67a s kladnou zpětnou vazbou z výstupu na vstup odporem  $R_4$ . Velikost této kladné zpětné vazby je závislá na zesílení  $A_{u2}$   $OZ_2$ , který určuje činitel  $A_{uf}$  v propustném pásmu filtru;  $A_u$  volíme 1 až 10, aby zapojení bylo stabilní. Při výpočtu předpokládáme, že  $R_1 = R_3 = R_5 = R$  a  $C_1 = C_2 = C$ . Známe-li jakost  $Q_{ekv}$  a kmitočet  $f_0$ , pak

$$R = 0,16 \frac{Q_{ekv}}{f_0}$$

Než lze určit odpory  $R_2$ ,  $R_4$  a  $R_6$ , je třeba vypočítat zesílení  $A_{u2}$ .

$$A_{u2} = \frac{A_{uf}}{\sqrt{Q_{ekv}}};$$

$$R_2 = \frac{R}{Q_{ekv} - 1 - \frac{2}{A_{u2} + 1} + \frac{1}{A_{u2} Q_{ekv}}}$$

$$R_4 = \frac{A_u R Q_{ekv}}{2 Q_{ekv} - 1},$$

$$R_6 = A_u R.$$

Střední kmitočet  $f_0$  nastavíme odporem  $R_2$  a činitel jakosti změnou zesílení  $A_{u2}$ . Kmitočtová charakteristika filtru s jakostí 100 ( $A_u = 40$  dB) je na obr. 67b.

Širokopásmový filtr s plochou kmitočtovou charakteristikou (obr. 68) dostaneme spojením DFP a HFP.

Potlačení kmitočtu je možné dosáhnout paralelním spojením DFP a HFP. Potřebujeme-li potlačit jen úzké pásmo kmitočtu, použijeme zadrž. ZK, např. podle obr. 69a. Kmitočtová charakteristika je na obr. 69b. Šířka pásma tohoto filtru je závislá na zesílení neinvertujícího zesilovače ( $A_u = R_4 / (R_4 + R_5)$ ), které lze regulovat odpory  $R_4$  a  $R_5$ . Při daném  $f_0$  a  $A_u$  (vybraném podle obr. 69b) a při  $R_1 = R_2 = R$  a  $C_1 = C_2 = C$  bude

$$R = \frac{0,28}{f_0 C},$$

$$R_5 = \frac{R}{12}.$$

Aby nebyl zatěžován operační zesilovač při nepřipojení signálu, musí být odpory  $R_4$  a  $R_5$  několik kΩ. během nastavování filtru je nahradíme proměnným odporem 2 až 3 kΩ. Na daný kmitočet naladíme filtr změnou odporů  $R_1$  a  $R_2$  nebo změnou kapacit kondenzátorů  $C_1$  a  $C_2$ .

Dosud jsme si všimli pouze aktivních pásmových propustí, které byly naladěny na jeden pevný kmitočet. Na obr. 70 je zapojení aktivního filtru – pásmové propusti – u které lze změnou odporu  $R$  měnit kmitočet, tzn. že ji můžeme přeladovat. Mění-li se tento odpor od 1100 Ω do 406 Ω, mění se kritický kmitočet filtru od 1,6 kHz do 2,4 kHz. Napěťový zisk asi 26 dB zůstává konstantní. Propustná šířka pásma  $B$  zůstává rovněž konstantní, a je asi 260 Hz. To ovšem znamená, že se

Obr. 69. Zapojení a charakteristika pásmové zadržky

mění poměr mezi kmitočtem a šířkou pásma, z čehož vyplývá, že se mění i činitel jakosti  $Q$ . U filtru, jehož zapojení je na obr. 71, je možné změnou napětí na řídicí elektrodě tranzistoru řízeného polem měnit odpor jeho kanálu a tím měnit kmitočet od 200 Hz do 3200 Hz, aniž by se změnila šířka pásma nebo zisk. Ladicí napětí pro nejvyšší kmitočet je rovno přibližně nule a šířka pásma bude 80 Hz. Činitel jakosti  $Q$  se mění od 2,5 (pro  $f_0 = 200$  Hz) do 40 pro  $f_0 = 3200$  Hz. Při použití tranzistoru KF521 bude pravděpodobně omezen dosažitelný horní kmitočet.

Zapojení aktivní pásmové propusti se dvěma operačními zesilovači je na obr. 72. Dvěma nezávislými prvky je možné nastavit jednak kmitočet a jednak šířku propouštěného pásma. Kmitočet lze nastavit od 1 do 10 kHz změnou nastavení potenciometru  $P_2$ . Změnou nastavení potenciometru  $P_1$  můžeme měnit šířku pásma tak, že se činitel jakosti bude měnit od 2 do 200. Jsou-li oba potenciometry nastaveny na maximum, pak bude šířka pásma 5 Hz na kmitočtu 1 kHz. Uvedený typ filtru je vhodný ke zpracování signálů s mezivrcholovou hodnotou do 1 V.

Zapojení aktivní pásmové propusti, u níž zůstává při přeladování poměr kmitočtu k šířce pásma konstantní (tzn. s konstantním činitelem jakosti  $Q$ ), je na obr. 73. Dvojtypem potenciometrem lze filtr přeladovat v rozmezí od 150 do 1500 Hz při činiteli jakosti 30, který se nezmění o více než 5 %.

Posledním ze skupiny aktivních pásmových propustí je filtr, který se automaticky přeladuje podle kmitočtu vstupního signálu. Jeho zapojení je na obr. 74. Přivedeme-li na vstup aktivní pásmové propusti signál  $U_1$  o kmitočtu shodném s kmitočtem filtru, pak signál na výstupu bude mít vůči vstupnímu signálu určitý fázový posuv. Bude-li se kmitočet vstupního signálu lišit od kmitočtu filtru, tzn. bude-li větší nebo menší, bude fáze výstupního signálu „předbíhat“ nebo se zpožďovat za fází signálu vstupního. Zavedeme-li do fázového detektoru vstupní signál a signál po průchodu filtrem, objeví se na výstupu napětí závislé na fázových posuvech obou signálů. Po zpracování zavedeme toto napětí na řídicí elektrodu tranzistoru řízeného polem, který je součástí filtru na obr. 71. Tím bude uzavřena smyčka zpětné vazby, která zajišťuje stálý poměr mezi fází vstupního a výstupního signálu obvodu na obr. 74. V důsledku to znamená, že se filtr automaticky doladuje na kmitočet vstupního signálu  $U_1$ . Zapojení na obr. 74 pracuje od 2 do 6 kHz. Aktivní pásmová propust je tvořena operačním zesilovačem  $OZ_1$  a tranzistorem FET. Obvody  $OZ_2$ ,  $OZ_3$ ,  $OZ_4$  a bipolární tranzistor tvoří fázový detektor a zdroj řídicího napětí. Fázový detektor s  $OZ_3$  a  $OZ_4$  je tvořen dvěma komparátory. Do prvního je přiveden vstupní signál a do druhého výstupní signál přes derivátor  $OZ_5$ , který

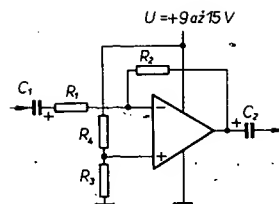
zajišťuje fázový posuv  $90^\circ$ . Obvod lze přesně doladit potenciometrem  $P_1$ .

#### Aplikace zesilovačů s OZ v nf technice

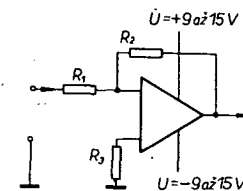
Každý operační zesilovač lze zapojit jako jednoduchý nf zesilovač, např. jako mikrofonní zesilovač, telefonní příposlechový zesilovač apod. Aby bylo dosaženo velké citlivosti, musí být vstupní impedance předzesilovače větší nebo stejná jako impedance zdroje signálu. Nejjednodušší zapojení pro tyto účely s operačním zesilovačem je na obr. 75 (je použito nesymetrické napájecí napětí). Pro zesílení  $A$  platí

$$A = \frac{U_o}{U_s} = -\frac{R_2}{R_1}$$

kde  $R_1$  a  $R_2$  volíme v běžném případě větší než 1 k $\Omega$ ;  $R_4$  a  $R_5$  budou dvojnásobkem paralelní kombinace odporů  $R_1$  a  $R_2$ . Maximální dosažitelné zesílení závisí na typu operačního zesilovače; pro OZ typu 741 je zesílení 100 000, takže poměr  $R_2/R_1$  nesmí být větší než  $10^5/1$ . Šířka pásma bude závislá na součinu šířka pásma –



Obr. 75. Předzesilovač s OZ

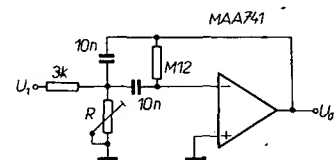


Obr. 76. Zesilovač s  $A = 20$

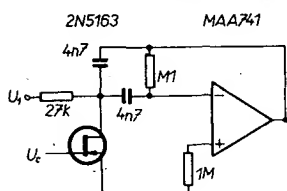
zesílení, který obvykle uvádí výrobce OZ v katalogu.

Chceme-li např. sestavit zesilovač se vstupní impedancí 10 k $\Omega$  a se zesílením 20, pak vypočítáme obvodové prvky takto: volíme  $R_1 = 10$  k $\Omega$  a zesílení = 20, pak  $R_2/R_1 = 20$  a  $R_2 = 20R_1$ ,  $R_2 = 20 \cdot 10$  k $\Omega = 200$  k $\Omega$ . Odpor  $R_4 = R_5 = [R_1 R_2 : (R_1 + R_2)] \cdot 2 \approx 20$  k $\Omega$ . Použijeme-li OZ typu 741, pak  $B \cdot A = 10^6$ , takže šířka pásma zesilovače při zesílení 20 bude 50 kHz. Při symetrickém zapojení podle obr. 76 je  $R_3$  dán paralelní kombinací odporů  $R_1$  a  $R_2$ . Při použití operačního zesilovače s tranzistorem FET na vstupu může  $R_3$  odpadnout a neinvertní vstup spojíme se zemí. V tab. 4 jsou uvedeny některé parametry běžně používaných OZ.

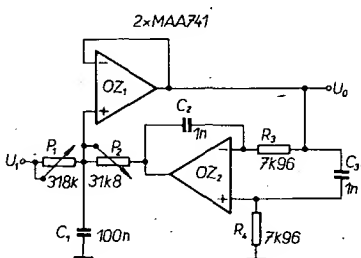
Zesilovač se vstupním odporem 10 M $\Omega$  a zesílením 100 je na obr. 77. V zesilovači je použit dvojitý operační zesilovač s malým šumem typu  $\mu A739$  (Fairchild – MLR), nebo jeho ekvivalenty SN76131 (TI), TBA231 (SGS). Zesílení je závislé na poměru odporů  $R_2/R_1$ . Změnou odporu  $R_2$  můžeme měnit zesílení celého zesilovače.



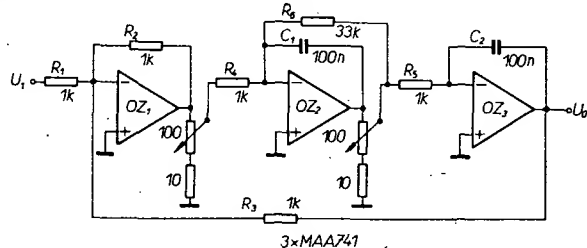
Obr. 70. Laditelná aktivní pásmová propust



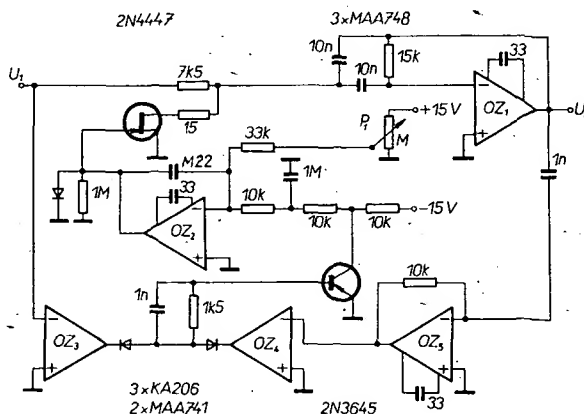
Obr. 71. Pásmová propust laditelná napětím



Obr. 72. Obvod s odděleným řízením kmitočtu a šířky pásma



Obr. 73. Laditelná pásmová propust s konstantním činitelem jakosti  $Q$

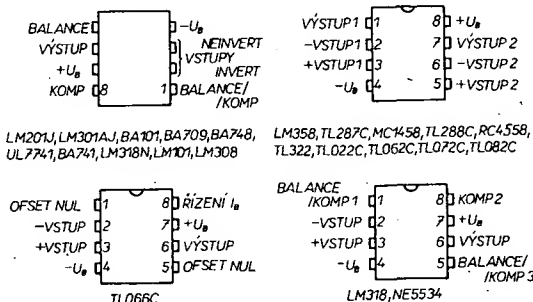
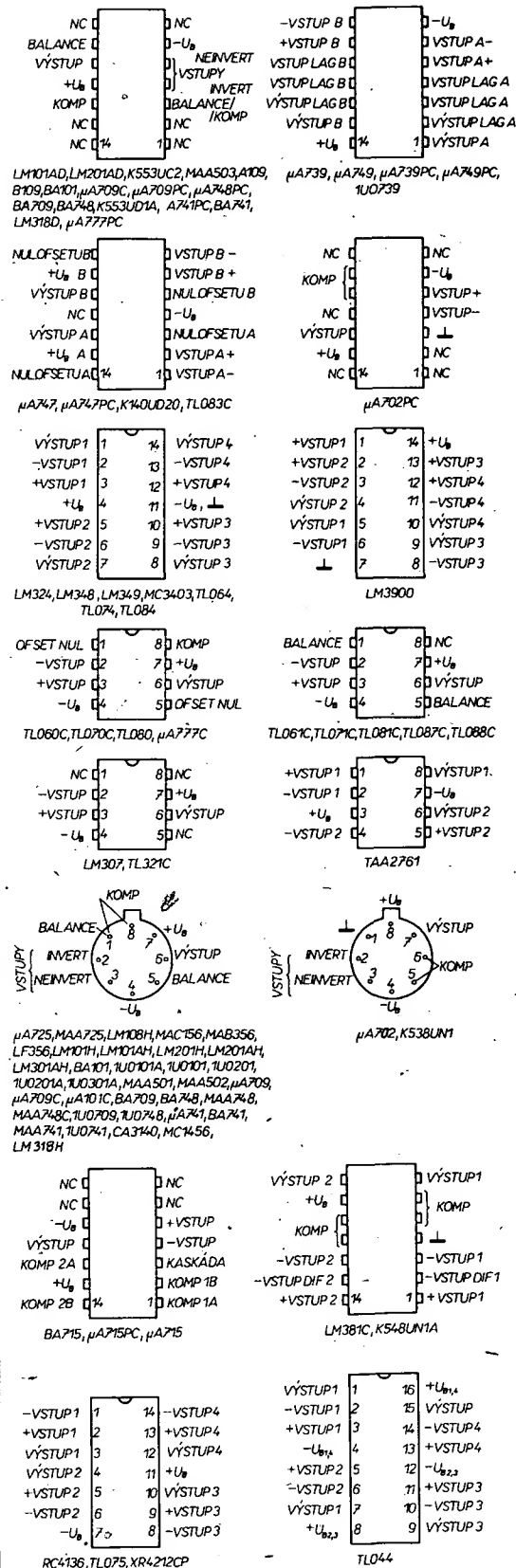
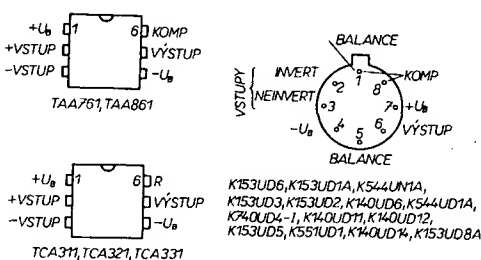


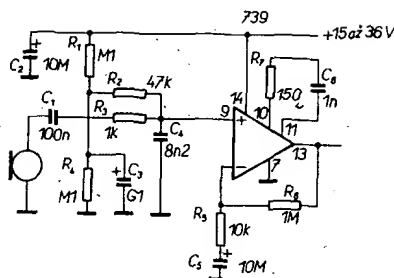
Obr. 74. Zapojení samočinně laděné pásmové propusti

Tab. 4. Parametry operačních zesilovačů; a) jednoduché OZ

Typ	Vstupní odpor [MΩ]	Vstupní offset [mV]	Vstupní offset [nA]	Vstupní proud [nA]	Šířka pásma [MHz]	SMR [dB]	Napájecí napětí min. max. [V]	Zesílení	Strmost [V/μs]
CA3015	0,0078	1,37	5000	2,4 mA	0,32	80	±6 ±12	10 <sup>3</sup>	-
CA3033 <sup>a)</sup>	1,0	5	25	180	0,35	93	±12	22·10 <sup>3</sup>	-
CA3140	1,5·10 <sup>6</sup> (MOS)	15	0,03	0,05	4,5	70	±2 ±22	10 <sup>5</sup>	9
LF356	10 <sup>6</sup> (FET)	1	0,003	0,03	4,5	80	±18	2·10 <sup>5</sup>	12
LM101 <sup>a)</sup>	0,8	7,5	200	500		70	±22		10
LM201 <sup>a)</sup>	0,4	5	500	1500		65	±22		10
LM301A <sup>a)</sup>	2	7,5	50	250	1,0	70	±18		0,5
LM307	2	7,5	50	250	1,0	70	±18		0,5
LM308 <sup>a)</sup>	10	7,5	1	7	1,0	80	±5 ±18		0,5
LM318 <sup>a)</sup>	3	10	200	500	15	70	±5 ±20	2·10 <sup>5</sup>	70
NE5534 <sup>a)</sup>	0,1	4	300	1500	10	70	±3 ±22	10 <sup>5</sup>	13
TAA761 <sup>a)</sup>	0,2	6	300	1000		65	±1,5 ±18	3·10 <sup>4</sup>	9
TAA861 <sup>a)</sup>	0,2	10	300	1000	0,03	60	±1,5 ±10	10 <sup>4</sup>	9
TCA311	3	15	25	50	0,3	60	±2 ±15	3·10 <sup>4</sup>	50
TCA321	0,2	7,5	300	1000	0,3	60	±2 ±15	3·10 <sup>4</sup>	50
TCA331 <sup>a)</sup>	3	15	25	50	0,3	60	±2 ±15	10 <sup>4</sup>	9
TLO60C <sup>a)</sup>	10 <sup>6</sup>	15	0,2	0,4	1	70			3,5
TLO61C	10 <sup>6</sup>	15	0,2	0,4	1	70			3,5
TLO66C	10 <sup>6</sup>	15	9,2	0,4	1	70			3,5
TLO70C <sup>a)</sup>	10 <sup>6</sup>	10	0,05	0,2	3	70			13
TLO71C	10 <sup>6</sup>	10	0,05	0,2	3	70			13
TLO80C <sup>a)</sup>	10 <sup>6</sup>	15	0,2	0,4	3	70			13
TLO81C	1000	15	0,5	4	3	70	±18		9
TLO87C	10 <sup>6</sup>	0,5	0,1	0,4	3	70			13
TLO88C	10 <sup>6</sup>	3	0,1	0,4	3	70			13
TL321C	2	7	50	-250	1	65	±5 ±16	3·10 <sup>5</sup>	0,5
TL702C <sup>a)</sup>	0,025	5	2000	2 mA	30	65	+14,-7		1,7
μA709C <sup>a)</sup>	0,4	7,5	500	1500	10	65	±9 ±18	10 <sup>4</sup>	0,3
μA715C <sup>a)</sup>	1	7,5	250	1500	65		±18	3·10 <sup>4</sup>	65
μA725C <sup>a)</sup>	1,5	2,5	35	125	-120	120	±3 ±22	10 <sup>6</sup>	
μA740C	10 <sup>6</sup>	30	0,06	2	1	80	±22	5·10 <sup>5</sup>	6
μA741C	2	6	200	500	1	70	±2 ±22	2·10 <sup>5</sup>	0,5
μA748C <sup>a)</sup>	2	6	200	500	1	70	±2 ±22	1,5·10 <sup>5</sup>	0,5
μA777C <sup>a)</sup>	2	5	20	100	1	70	±5 ±22	2,5·10 <sup>5</sup>	0,5
b) dvojité									
LM358 <sup>a)</sup>	2	7	50	-250	1	65	±1,5 ±16	3·10 <sup>5</sup>	0,5
LM381 <sup>a)</sup>	0,1				15		9 40	3,2·10 <sup>5</sup>	-
MC456	250				1	80	±3 ±18	10 <sup>5</sup>	2,5
MC1458	1	6	200	500	1,1	70	±3 ±22	10 <sup>5</sup>	0,5
NE5532	0,1	4	150	800	10	70	±2,5 ±16	3·10 <sup>5</sup>	13
RC4558	5	6	200	500	3	70	±2 ±18	10 <sup>5</sup>	1
TAA2761 <sup>a)</sup>	0,2	6	300	1000		65	±1,5 ±18	3·10 <sup>4</sup>	9
TLO22C	1	5	80	250	0,8	60	±1,5 ±18	10 <sup>4</sup>	0,5
TLO62C	10 <sup>6</sup>	15	0,2	0,4	1	70		2·10 <sup>4</sup>	3,5
TLO72C	10 <sup>6</sup>	10	0,05	0,2	3	70		10 <sup>5</sup>	13
TLO82C	10 <sup>6</sup>	15	0,2	0,4	3	70		10 <sup>5</sup>	13
TLO83C	10 <sup>6</sup>	15	0,2	0,4	3	70		10 <sup>5</sup>	13
TL287C	10 <sup>6</sup>	0,5	0,1	0,4	3	70		10 <sup>5</sup>	13
TL288	10 <sup>6</sup>	3	0,1	0,4	3	70		10 <sup>5</sup>	13
TL322	1	10	50	-500	1	70		3·10 <sup>5</sup>	0,6
μA739 <sup>a)</sup>	0,15	6	1000	2000		70	±4 ±18	2·10 <sup>4</sup>	1
μA747	2	6	200	500	1	70	±5 ±18	2·10 <sup>5</sup>	0,5
μA749C <sup>a)</sup>	0,15	1	50	300		90	±4 ±18	2·10 <sup>4</sup>	2
c) čtyřnásobné									
LM324	2	7	50	-250	1	65	±1,5 ±15	10 <sup>5</sup>	0,5
LM348	2,5	6	50	200	1	70	±1,5 ±18	2·10 <sup>5</sup>	0,5
LM349	2,5	6	50	200	4	70	±1,5 ±18	2·10 <sup>5</sup>	2
LM3900	1			200	2,5		±2,5 ±16		0,5
MC3403	1	10	50	-500	1	70	±1,5 ±18	2·10 <sup>5</sup>	0,6
RC4136	5	6	200	500	3	70	±2 ±18	3·10 <sup>5</sup>	1
TLO44C	1	5	80	250	0,8	60	±1,5 ±18	10 <sup>4</sup>	0,5
TLO64C	10 <sup>6</sup>	15	0,2	0,4	1	70		25·10 <sup>3</sup>	3,5
TLO74C	10 <sup>6</sup>	10	0,05	0,2	3	70		25·10 <sup>3</sup>	13
TLO75C	10 <sup>6</sup>	10	0,05	0,2	3	70		25·10 <sup>3</sup>	13
TLO84C	10 <sup>6</sup>	15	0,2	0,4	3	70		2·10 <sup>5</sup>	13
XR4212CP	0,3	7,5	200	800	3		±18 ±15	6·10 <sup>3</sup>	1,6

<sup>a)</sup> Kompenzace nutná



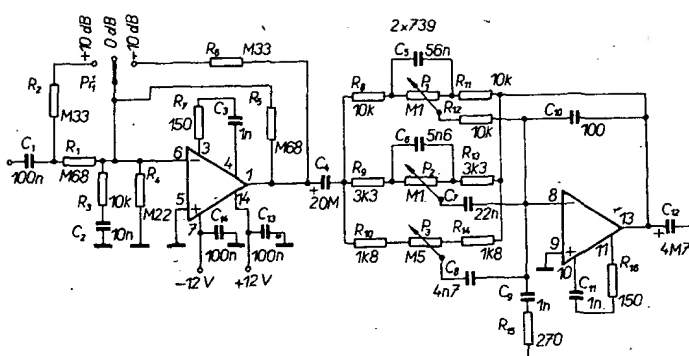


Obr. 78. Mikrofonní zesilovač

Na neinvertující vstup není zavedena zpětná vazba, proto se zvětšuje vstupní odpor o činitel „nevyužitého“ zesílení (poměr zesílení bez vazby k zesílení s vazbou). Typické zesílení bez zpětné vazby je asi 18 000 (65 dB) a proto se v daném případě vstupní odpor, který je asi 150 kΩ, podstatně zvětší – vstupní impedance celého zapojení bude závislá jen na odporu  $R_2$ . Protože  $R_2$  ovlivňuje i stejnosměrné vlastnosti OZ, musíme ho volit tak, aby ty byly co nejvhodnější; maximální přípustný  $R_2$  je 10 MΩ. Protože napětí na výstupu OZ má být  $U_B/2$ , je ho třeba nastavit – odpor  $R_1$  nahradíme proměnným odporem, kterým požadované napětí nastavíme. Při zatěžovací impedanci větší než 10 kΩ je mezivrcholové výstupní napětí maximálně 2/3  $U_B$ . Odběr ze zdroje je asi 7,5 mA a abychom mohli zesilovat i malé signály, musí být napětí ze zdroje velmi dobře filtrováno.

Na obr. 78 je zesilovač pro dynamický mikrofon s IO  $\mu A739$ . Odpory  $R_1$  a  $R_4$  tvoří děliče napětí, který udržuje na neinvertujícím vstupu poloviční napájecí napětí. Z děliče mohou být napájeny oba neinvertující vstupy tehdy, používáme-li „stereo-zapojení“ (a to přes odpor  $R_2$ ). Obvod  $R_3$ ,  $C_4$  tvoří dolní propust, která omezuje vř rušení naindukované na přírodním kabelu od mikrofonu. Obvod  $R_6$ ,  $C_7$  je obvodem kmitočtové kompenzace odpor a kondenzátor jsou voleny tak, aby zesilovač byl stabilní i při zesílení 100. Vstupní impedance je 47 kΩ, takže pro běžný dynamický mikrofon je zachován dobrý poměr signál–šum. Výstupní impedance je řádu stovek ohmů. Maximální mezivrcholové výstupní napětí je o 1 V menší, než použité napájecí napětí. Kmitočtový rozsah je 20 Hz až 20 kHz (–3 dB); při vypuštění dolní propusti je horní mezní kmitočet asi 80 kHz.

Další aplikací  $\mu A739$  je kytarový snímač (obr. 79). Na vstupu spínače je operační zesilovač, jehož zesílení lze přepínat: –10 dB, 0 dB a +10 dB. (K tomuto zesilovači je možné připojit i přenosku, která má malé výstupní napětí.) Za ním připojený třírozsahový korektor má tu výhodu, že je možné korigovat kmitočtový průběh různých snímačů pro elektrické kytary, jejichž charakteristiky nebývají v celém kmitočtovém rozsahu lineární. Úbytek napětí při různých kmitočtech vyžaduje velký rozsah regulace – zesílení korektoru lze volit přepínačem tak, že je možno dosáhnout vazby mezi kytarou a zesilovací aparaturou; z výsledného efektu lze mít dojem „jako by kytara utíkala v blízkosti reproduktoru“. Tohoto mezi hudebníky oblíbeného efektu, nazývaného též „zpívající kytara“, je možné dosáhnout s popsaným korektorem již při výkonu zesilovací aparatury kolem 20 W. Korekční obvod  $R_3$ ,  $C_2$  potlačuje záškuby, vznikající



Obr. 79. Předzesilovač pro kytarový snímač a přenosku

mezi reproduktorem a kytarou. Toto zapojení má velmi malý šum, takže je ho možné použít jako korektor pro zařízení hi-fi.

Na obr. 80 je zapojení osminásobného korektoru, nazývaného ekvalizér, se středními kmitočty  $f_{01}$  až  $f_{08}$  ( $f_{01} = 63$  Hz,  $f_{02} = 125$  Hz,  $f_{03} = 250$  Hz,  $f_{04} = 500$  Hz,  $f_{05} = 1$  kHz,  $f_{06} = 2$  kHz,  $f_{07} = 4$  kHz,  $f_{08} = 8$  kHz). První stupeň ( $T_2$ ,  $T_3$ ,  $T_4$ ) je určen pro dílčí rozsahy se středními kmitočty  $f_{01}$ ,  $f_{03}$ ,  $f_{05}$ ,  $f_{07}$  a druhý stupeň ( $T_5$ ,  $T_6$ ,  $T_7$ ) je určen pro zesílení signálů kmitočtů  $f_{02}$ ,  $f_{04}$ ,  $f_{06}$  a  $f_{08}$ . Rozdělení dílčích spekter tímto způsobem dovoluje dosáhnout dobrého kompromisu mezi šumem a vzájemným ovlivňováním. Báze tranzistoru  $T_2$  ( $T_5$ ) má zde funkci neinvertujícího a emitor invertujícího vstupu OZ. Aby byly potlačeny šumy, jsou potenciometry odděleny od báze kondenzátorem  $C_3$  nebo  $C_7$ , takže na nich není stejnosměrné napětí. Emitorový sledovač  $T_1$  jednak zvětšuje vstupní impedanci na 100 kΩ a jednak odděluje filtry od výstupní impedance zdroje signálu, takže ten nebude ovlivňován. Obvykle připojené cívky jsou na obr. 80 nahrazeny operačními zesilovači IO<sub>1a</sub> až IO<sub>2d</sub>. Kondenzátory  $C_{11}$  +  $C_{12}$  až  $C_{39}$  +  $C_{40}$  jsou obvodové kapacity a kondenzátory  $C_{13}$  +  $C_{14}$  až  $C_{41}$  +  $C_{42}$  jsou zpětnovazební. Odpory  $R_{15}$  až  $R_{22}$  jsou odpory ve zpětné vazbě a odpory  $R_{23}$  až  $R_{30}$  jsou odpory z neinvertujícího vstupu na zem.

Místo IO XR4212CP je možné použít i IO LM324. Pro toho, kdo by chtěl volit jiné kmitočty  $f_0$ , uvedeme vztahy pro výpočet jednotlivých obvodových prvků

$$R_0 = \frac{1}{4\pi^2 LC}$$

kde  $L$  je ekvivalentní indukčnost,  $L = R_0 R_9 C_9$  (pro  $k = 1$ ), (kde  $R_0$  je odpor ve zpětné vazbě,  $R_9$  odpor mezi neinvertujícím vstupem a zemí,  $C_9$  kapacita kondenzátoru ve zpětné vazbě),  $C$  obvodová kapacita. Jakost obvodu je

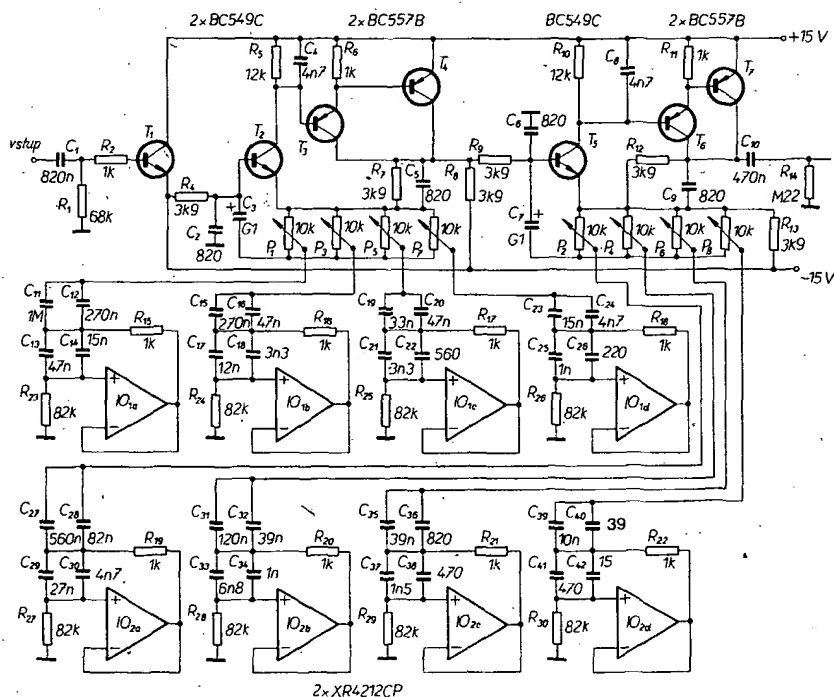
$$Q = \frac{1}{R^2 C}$$

Zvolíme-li  $R_0$  a  $R_9$ , pak kapacity  $C$  a  $C_9$  můžeme vypočítat ze vztahů

$$C = \frac{1}{2\pi f_0 Q R_0}$$

$$C_9 = \frac{Q}{2\pi f_0 R_9}$$

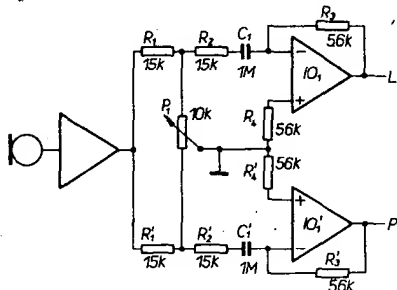
Další aplikací OZ v nf technice je panoramatický regulátor, slangově nazývaný



2xXR4212CP

Obr. 80. Ekvalizér ( $C_{40} =$ )

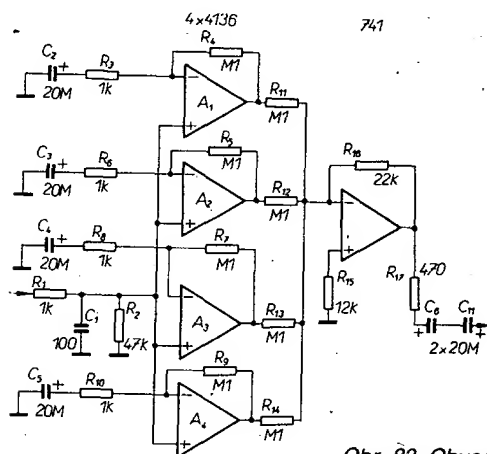
„Pan-Pot“, který umožňuje zvukaři rozdělovat monofonní zdroj signálu do obou kanálů stereofonního zesilovače v závislosti na poloze potenciometru  $P_1$ . S tímto regulátorem je možno dělat i různé efekty. Tak např. je možné „posouvat“ nástroj zprava doleva a obráceně. V běžném provedení má panoramatický regulátor dva mechanicky spojené potenciometry, takže při otočení ovládacího hřídele se odpor jednoho potenciometru např. zvětšuje a druhého zmenšuje. V zapojení na obr. 81 lze použít jakékoli operační zesilo-



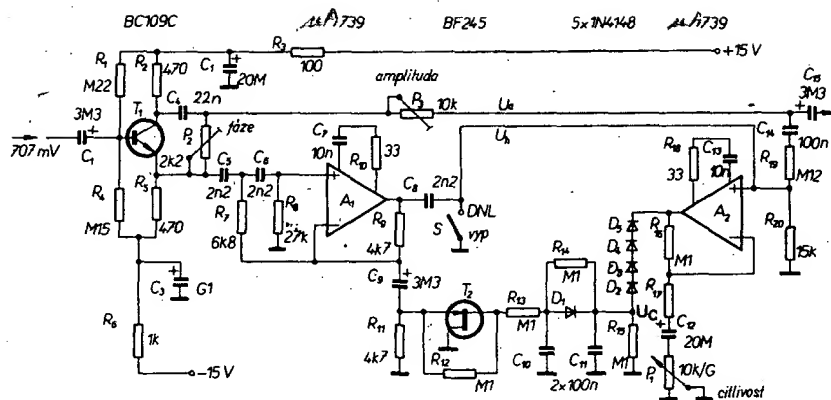
Obr. 81. Panoramatický regulátor

vače; pro tento panoramatický regulátor postačí jednoduchý lineární potenciometr. Je-li běžec  $P_1$  ve střední poloze, pak bude vstupní signál „ve stejné síle“ na pravém i levém výstupu (o 3 dB zesílen). Mikrofon je v tomto případě ve „středu“. Pootočíme-li běžcem potenciometru do jedné z krajních poloh, bude signál z mikrofonu znít buď zleva nebo zprava; zesílení příslušného kanálu je pak neurčitě.

Při vývoji předzesilovačů s malým šumem se vychází z následujícího předpokladu. Přivedeme-li na  $n$  stejných zesilovačů jeden vstupní signál a výstupní napětí sečteme, pak v místě součtu obdržíme aritmetický součet korelačních signálů a geometrický součet nekorelačních šumových napětí jednotlivých zesilovačů. Tento způsob zapojení může vést ke zlepšení poměru signál/šum o činitel  $\sqrt{n}$ , kde  $n$  je počet zesilovacích stupňů. V zapojení na obr. 82 jsou použity čtyři stejné zesilovače ze čtyřnásobného OZ RC4136. Tím se poměr signál-šum zlepšil o činitel  $\sqrt{4}$ , tj. dvakrát, tj. o 6 dB. Součet je realizován operačním zesilovačem typu 741, který je zapojen jako součtový zesilovač. Celkové zesílení systému je 100. Při měření bylo na výstupu naměřeno šumové napětí 60  $\mu$ V, což odpovídá vstupnímu šumovému napětí 0,6  $\mu$ V. Měří se při zkratovaném vstupu v kmitočtovém rozsahu 10 Hz až 15 kHz. Jmenovitý šum tohoto systému odpovídá šumovému napětí speciálního operačního zesilovače



Obr. 82. Obvod ke zmenšení šumu předzesilovačů



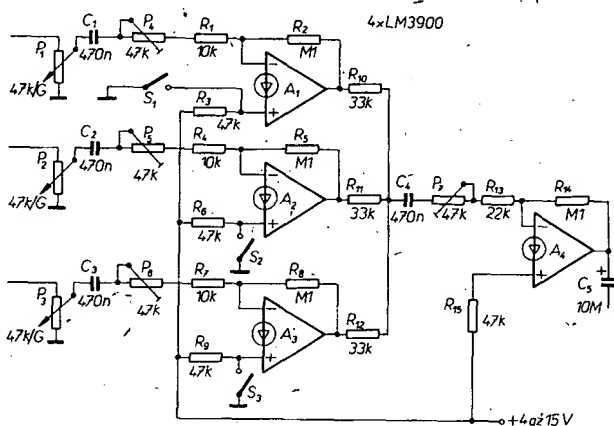
Obr. 83. Zlepšený obvod pro potlačení šumu

s malým šumem typu LM381 (K548UN1). Popisované metody lze s výhodou použít pro mikrofonní nebo korekční zesilovače s velmi malým šumem.

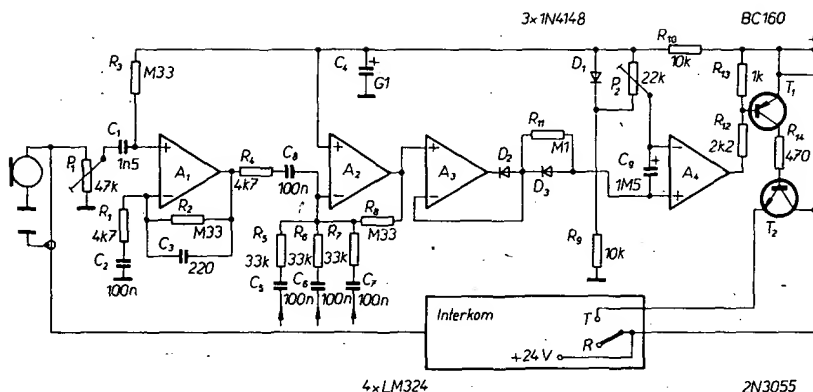
Na obr. 83 je zapojení pro potlačení šumu u kazetových magnetofonů, vyvinuté u fy Philips a zkráceně označované DNL (Dynamic Noise Limiter). Jak již z názvu vyplývá, obvod pracuje dynamicky. Šumy budou potlačeny, když je to z hlediska fyziologie poslechu potřebné a možné. Šumy vynikají při tichých pasážích, proto při nich požadujeme co největší potlačení šumu. Systém DNL využívá toho, že signály vyšších kmitočtů mají pro posluchače tím menší význam, čím menší je úroveň hlasitosti. Obvod DNL proto potlačuje složky signálu s vyššími kmitočty a tím i šumy při malých hlasitostech. Uvedené zapojení na obr. 82 je zlepšenou a zmodernizovanou verzí obvyklého DNL. Jeho předností je nastavitelný práh, od něhož začíná potlačení. Vstupní signál je veden nejprve do stupně, který posouvá fázi. Na jeho výstupu je jednak signál fázově neposunutý a jednak signál, jehož složky jsou oproti vstupnímu signálu fázově posunuty (o 0° při nízkých kmitočtech a o 180° při vysokých kmitočtech). Fázově neposunutý signál je po průchodu horní propustí zesílen. Zesílení je závislé na regulačním napětí  $U_c$ , které je získáno usměrněním zesíleného výstupního signálu  $U_h$ . Spolu s horní propustí tvoří zesilovač zpětnovazební systém, který komprimuje dynamicky signály vyšších kmitočtů. Výstupní signál  $U_h$  je sečten s kmitočtově a fázově závislým signálem  $U_a$ . Složky signálu s vyššími kmitočty tak budou potlačeny a složky signálu s nižšími kmitočty zesíleny. Tím je dosaženo účinku DNL. Na obr. 83 je fázovací stupeň osazen tranzistorem  $T_1$ . Kmitočtové závis-

lého fázového posuvu je dosaženo obvodem  $RC$  ( $P_2$ ,  $C_4$ ). Na kolektoru je fázový posuv 180° a na emitoru 0°. Operační zesilovač  $A_1$  pracuje jako aktivní prvek horní propusti, která je zapojena jako Butterworthův filtr třetího řádu s mezním kmitočtem asi 5,5 kHz. OZ  $A_2$  zesiluje signál  $U_h$  a na jeho výstupu je připojen usměrňovač. Zesílení je závislé na poloze běžce potenciometru  $P_1$ , kterým lze měnit citlivost obvodu. Špičkový usměrňovač je sestaven ze čtyř do série zapojených diod, takže napětí  $U_c$  vznikne jen při překročení zvolené úrovně signálu. Polem řízený tranzistor  $T_2$  pracuje jako řízený zesilovač a je zapojen do smyčky zpětné vazby. Signály  $U_a$  a  $U_h$  jsou sečteny v místě spojení  $P_3$  a kondenzátoru  $C_{14}$ . Obvod DNL lze vyřadit z funkce spínačem  $S_1$ . Při stavbě je nutno dávat pozor, aby výstupní signál z  $A_2$  se kapacitně nevázal na ostatní signálové vodiče, jinak může dojít k přeslechům. Nastavení obvodu DNL je otázkou citu. Nejlépe je použít šumový signál např. z vymazaného pásku nebo z přijímače VKV. Při současném nastavování  $P_2$  a  $P_3$  lze pak najít takovou polohu jejich běžců, při níž bude šum optimálně potlačen. Obvod je navržen pro úroveň 0 dB = 770 mV (efektivní napětí), můžeme ho však nastavit i pro jiné úrovně signálu.

IO LM3900 je tvořen čtyřmi Nortonovými zesilovači (viz AR A5/75). Předností tohoto operačního zesilovače je, že potřebuje jen jedno napájecí napětí (nesymetrické napájení). Protože tento typ zesilovače zpracovává vstupní rozdílový proud, stejnosměrný pracovní bod se nastavuje zpětnou vazbou. Stejnosměrné napětí na výstupu musí být rovno polovině napájecího napětí, a to proto, aby při maximál-



Obr. 84. Tříkanálový směšovač signálů



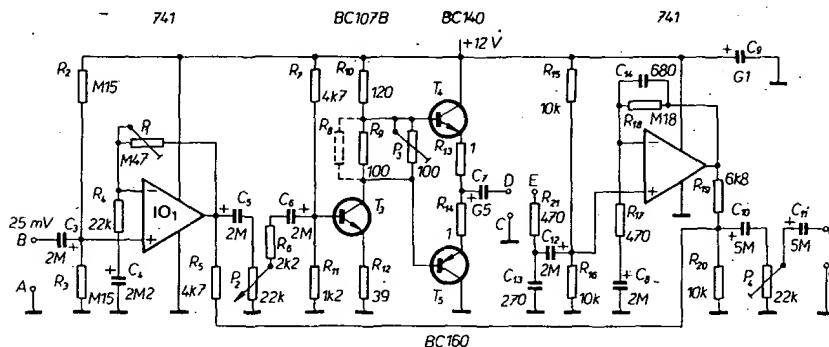
Obr. 85. Interkom jako poplachové zařízení

ním buzení nedocházelo ke zkreslení (při přebuzení dochází k symetrickému omezení). Při návrhu zapojení volíme zesílení a odpor  $R_6$  ( $R_6$ ,  $R_8$ ,  $R_{14}$ ). Poměr  $R_2/R_1$  určuje „střední“ zesílení. Volíme-li odpor  $R_3 = 0,5R_2$ , máme jistotu, že obvod je správně navržen. Na obr. 84 je zapojení tříkanálového směšovače s Nortonovým operačním zesilovačem. Úroveň tří vstupních signálů můžeme nastavit potenciometry  $P_1$  až  $P_3$  a trimry  $P_4$  až  $P_6$  lze zařízení přizpůsobit použitým zdrojům signálu. Odporů v neinvertujících vstupech nastavují stejnosměrný pracovní bod tak, aby na výstupu bylo poloviční napájecí napětí. Přes součtové odpory  $R_{10}$  až  $R_{12}$  je součtový signál přiveden na součtový zesilovač  $A_4$ . Celkové zesílení nastavujeme trimrem  $P_7$ . Spínači  $S_1$  až  $S_3$  se vypínají jednotlivé zesilovače  $A_1$  až  $A_3$ . Na obr. 84 je aktivován zesilovač  $A_1$ . Nahradiíme-li spínače výstupními tranzistory posuvného registru, pak směšovač pracuje jako analogový multiplexer, kterým lze připojit několik paralelních vstupů.

Budeme-li chtít využít dorozumivací zařízení pro poplachové účely, pak zesilovač nebo vysílač bude v provozu jen v případě poplachu. Na obr. 85 je příklad takového zapojení. Signál z mikrofonu je nejdříve zesílen operačním zesilovačem  $A_1$  a  $A_2$ . Do OZ  $A_2$  jsou zavedeny signály z dalších tří čidel poplachu. OZ  $A_3$  spolu s  $D_2$ ,  $D_3$  pracuje jako usměrňovač, jehož výstupním napětím je řízen Schmittův klopný obvod  $A_4$ . Při velkém vstupním signálu bude na výstupu  $A_4$  menší napětí, takže tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  povedou a dorozumivací zařízení dostane napájecí napětí. Odpor  $R_{14}$  je navržen tak, aby přes  $T_2$  tekla maximální proud 1 A. Přístroj se nastavuje tak, že běžec  $P_2$  spojíme s anodou  $D_2$  a potenciometrem  $P_1$  nastavíme požadovanou citlivost. Jestliže  $A_4$  při největší citlivosti nepřeklopí, pak je nutné  $P_2$  nastavit tak, aby Schmittův klopný obvod překlápěl.

Na obr. 86 je zapojení zesilovače pro dozvuk. Předzesilovač je osazen IO<sub>1</sub>. Vstupní signál je přiveden na svorky A a B a přes kondenzátor  $C_3$  na neinvertující vstup IO<sub>1</sub>. Vzhledem k použitému nesymetrickému napájení musíme na tomto vstupu nastavit odpory  $R_2$  a  $R_3$  poloviční napájecí napětí. Vstupní impedance je pak rovna paralelní kombinaci  $R_2$  a  $R_3$ , tj. v našem případě 75 kΩ, neboť vstupní impedance IO<sub>1</sub> je mnohonásobně větší a tudíž ji můžeme zanedbat. Zesílení IO<sub>1</sub> je dáno poměrem  $P_1$  ku  $R_4$ , tedy maximálně 21. Minimální zesílení získáme, je-li  $P_1 = 0$ , IO<sub>1</sub> pak pracuje jako převodník impedance se zesílením 1.

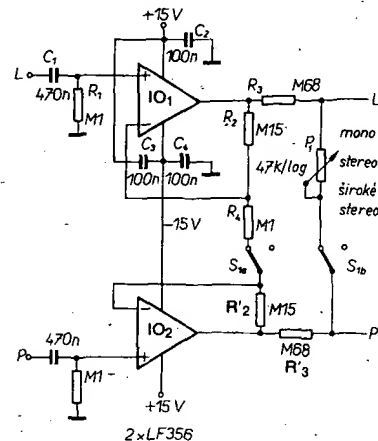
Výstupní signál z IO<sub>1</sub> je veden jednak přes  $R_5$ ,  $C_{10}$ ,  $P_4$  a  $C_{11}$  přímo na výstup dozvuku a jednak přes  $C_5$ ,  $P_2$ ,  $R_6$ ,  $C_6$  na budící zesilovač. Budící zesilovač se skládá z budice  $T_3$  a komplementárního koncového zesilovače s  $T_4$  a  $T_5$ . Na kolektoru  $T_3$  je poloviční napájecí napětí. Napěťové zesílení je určeno poměrem kolektorového odporu k emitorovému odporu  $T_3$  a je asi 3. Klidový proud komplementárního stupně je nastaven ( $P_3$ ) na 20 mA, čímž je dosaženo dobré linearitě a malého zkreslení. Na výstup do bodu D je připojena budící cívka dozvukových pružin. Snímač cívky pružin je připojena do bodu E, kam je připojen i vstup výstupního zesilovače. Protože dozvukové pružiny mají i vyšší harmonické, je na vstup připojen kondenzátor  $C_{13}$ , který potlačuje vř. složky signálu. Tento kondenzátor by měl být keramický. K zesílení signálu je použit OZ typu 741, jehož zesílení je určeno poměrem odporů  $R_{18}$  ku  $R_{17}$  (bude asi 380). Zpětnovazební kondenzátor  $C_{14}$  zmenšuje zesílení nad 1,5 kHz. Dozvukové pružiny nepřenesou obvykle vyšší kmitočty než 5 kHz. Pro linearitu přenosu lze kapacitu tohoto kondenzátoru zmenšit až na 180 pF. Základní a zpožděný signál se směšují na odporech  $R_{19}$  a  $R_{20}$ . Intenzitu dozvuku můžeme nastavit  $P_2$ , výstupní úroveň  $P_4$ .



Obr. 86. Dozvuk

K napájení je použit stabilizovaný zdroj. Výstupní napětí je určeno Zenerovou diodou. Transformátor má mít sekundární napětí 12 až 15 V a proud až 200 mA. Tranzistory  $T_4$  a  $T_5$  mají chladiče. Pro zlepšení teplotní stability je možné paralelně k  $R_6$ ,  $P_3$  připojit termistor 130 Ω, který musí být mechanicky spojen (avšak elektricky izolován) s  $T_4$  nebo  $T_5$ .

Na obr. 87 je obvod pro změnu šířky stereofonní báze. Potenciometrem  $P_1$  lze měnit šířku stereofonní báze od „mono“ přes „normální stereo“ až k „širokému stereo“. Šířka stereofonní báze je zvětšo-



Obr. 87. Regulace šířky stereofonní báze

vána zápornými přeslechly. Část signálu z pravého kanálu je v protifázi zavedena do kanálu levého a naopak. Je-li však část signálu z pravého kanálu zavedena ve fázi do levého kanálu nebo naopak, šířka báze se zmenšuje. Dva OZ a odpory  $R_2$ ,  $R'_2$  a  $R_4$  způsobují záporné přeslechly asi 60 % (-4,4 dB) na výstupu IO<sub>1</sub> a IO<sub>1</sub>'. Odpory  $R_3$ ,  $R'_3$  a  $P_1$  umožňují nastavení přeslechů. Při maximu  $P_1$  jsou záporné přeslechly asi 50 % (-6 dB). Při minimu  $P_1$  jsou výstupní signály pravého a levého kanálu stejné, takže reprodukce je monofonní. V mezipoloze  $P_1$  budou záporné přeslechly eliminovány přeslechly kladnými („normální stereo“). Běžného stereofonního poslechu je možné dosáhnout jednoduše sepnutím spínače  $S_1$ .

Na obr. 88 je zapojení symetrického filtru s konstantním výstupním napětím, který je vhodný pro aktivní reproduktorové soustavy. Obvod je tvořen třemi integritátory a jedním součtovým zesilovačem, které spolu tvoří filtr s konstantním výstupním napětím a strmostí 12 dB/okt. Součet napětí  $U_H$  (vyšší kmitočty) a  $U_L$  (nižší kmitočty) je co do amplitudy a fáze konstantní a proto kmitočtově nezávislý. Pro dělicí kmitočet  $f_0$  platí:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

a z toho

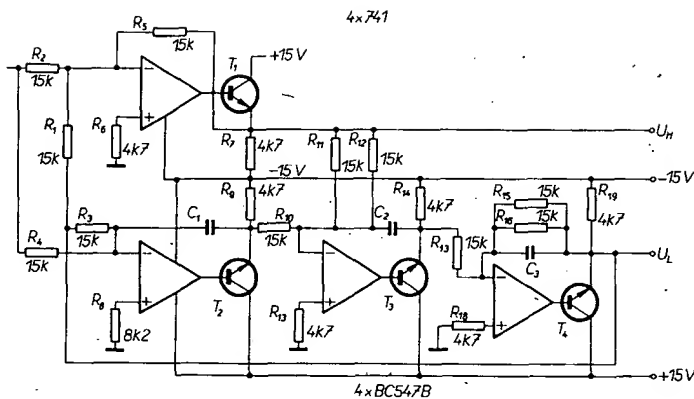
$$C = C_1 = C_2 = C_3 = \frac{1}{2\pi R f_0}$$

Pro  $R = 15 \text{ k}\Omega$  a dělicí kmitočet 500 Hz bude  $C = 21,2 \text{ nF}$ .

Použité OZ typu 741 jsou zapojeny jako emitorové sledovače. Obvod je napájen ze symetrického zdroje  $\pm 15 \text{ V}$  a odběr proudu je menší než 25 mA. Amplitudová charakteristika  $U_H$  a  $U_L$  se od běžné charakteristiky Butterworthova filtru liší jak pro  $U_L$  při kmitočtu 0,8 $f_0$ , tak pro  $U_H$  při kmitočtu 1,2 $f_0$  o +4 dB.

V některých případech potřebujeme odfiltrovat brum 50 Hz. Pro tyto účely se používají speciální odlaďovače, které mo-





Obr. 88. Symetický filtr s konstantním výstupním napětím

hou být konstruovány buď s obvodem LC nebo jako aktivní filtr. Pro pasivní odlaďovač potřebujeme cívku s indukčností asi 150 H, u níž činitel jakosti nebývá větší než 10 na kmitočtu 50 Hz, což je velmi málo. Proto je lepší použít aktivní filtr s dvěma operačními zesilovači, nahrazujícími tuto indukčnost. Na obr. 89 je zapojení odlaďovače 50 Hz s dvěma operačními zesilovači, které spolu s  $R_2$  až  $R_5$ ,  $C_2$  a  $P_1$ , zapojenými mezi vývod 3 a zem, tvoří elektronickou cívku, jejíž indukčnost je dána vztahem

$$L = R_2 R_3 C_2.$$

Potenciometrem  $P_1$  můžeme nastavit kmitočet tak, aby brum 50 Hz byl potlačen o 45 až 50 dB. Obvod lze např. použít jako absorpční filtr brumu při měření harmonických zkreslení, nebo filtr pro mezinosný brum v televizoru.

Potřebujeme-li vybrat určitou část kmitočtového spektra ze signálu, použijeme pásmovou propust, přičemž zesílení v blízkosti rezonančního kmitočtu musí být konstantní a musí být dosaženo vynikající selektivity. Jednoduchým selektivním obvodem jsou tyto požadavky těžko splnitelné. Velmi úzké šířky pásma je možné dosáhnout pouze při velké jakosti obvodu, avšak konstantního zesílení v pásmu -3 dB zase jen při malém činiteli jakosti. Zapojíme-li do série dva filtry, pak lze tyto dva protichůdné požadavky splnit. Oba filtry mají rezonanční kmitočty  $f_{o1}$  a  $f_{o2}$  a stejný průběh amplitudy. Průsečík amplitudových charakteristik leží ve středu kriticky vázané pásmové oblasti. Součtem obou signálů po průchodu filtry dostaneme výslednou charakteristiku. Na obr. 90 je návrh takového filtru, pro nějž platí následující vztahy

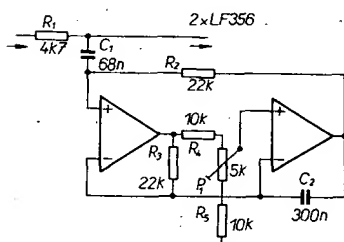
$$f_{o1} = f_o \left(1 - \frac{1}{2Q}\right),$$

$$f_{o2} = f_o \left(1 + \frac{1}{2Q}\right),$$

$$Q_{o2} = 0,5Q\sqrt{2},$$

$$Q = f_o/B;$$

$$R_1 = R_6 = R_0 = 100 \text{ k}\Omega$$



Obr. 89. Filtr brumu

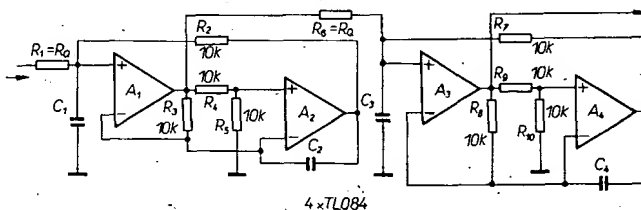
$$C_1 = C_2 = \frac{16}{f_{o1}} \quad [\text{nF; kHz}],$$

$$C_3 = C_4 = \frac{16}{f_{o2}} \quad [\text{nF; kHz}].$$

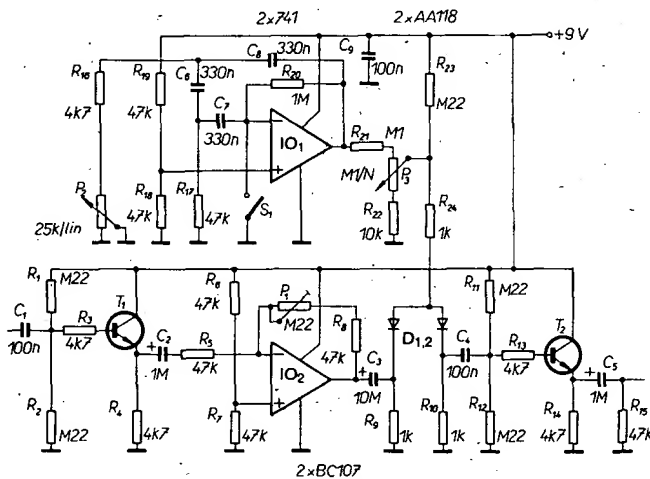
Dále si uvedeme příklady zapojení s OZ, které používají moderní hudební skupiny. Prvním zapojením je efekťový přístroj nazývaný „tremolo“, který signál z kytarového snímače moduluje amplitudově kmitočty 1 až 10 Hz. Nejlepšího zvuku je dosaženo, je-li modulační napětí sinusové, jako je tomu v zapojení na obr. 91. Nf signál ze zdroje je přiváděn přes emitorový sledovač  $T_1$  na operační zesilovač  $IO_2$ , jehož zesílení můžeme měnit potenco-

metrem  $P_1$ . Operační zesilovač  $IO_1$  je zapojen jako sinusový generátor, jehož kmitočet můžeme měnit v rozsahu 1 až 10 Hz potenciometrem  $P_2$ . Diodový modulátor ( $D_1, D_2$ ) sčítá nf signál se signálem sinusového generátoru. Na odporu  $R_{10}$  bude amplitudově modulovaný signál, jehož stupeň modulační lze nastavit potenciometrem  $P_3$ . Aby výstup neovlivňoval modulátor, je použit oddělovací stupeň s emitorovým sledovačem  $T_2$ . Sinusový generátor můžeme vyřadit z činnosti spínačem. Při správném nastavení pak bude mít obvod zisk 0 dB.

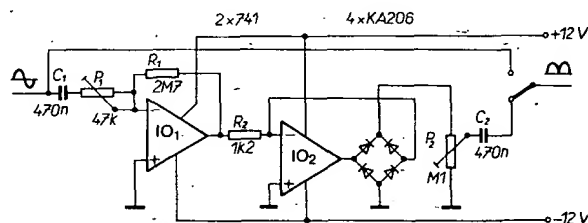
Druhým příkladem zapojení pro hudební soubory je zdvojovač kmitočtu pro elektronické kytary, nazývaný někdy též „oktávový posouvač“. Při hře na kytaru jsou všechny hrané tóny tímto obvodem „zdvojnásobeny“. Signály jsou zdvojeny podle obr. 92 dvoucestným usměrňovačem. Diodový můstek  $D_1$  až  $D_4$  je zapojen v obvodu zpětné vazby operačního zesilovače  $IO_2$ , takže nelineární přenosová charakteristika diod neovlivňuje ani částečně průchozí signál. Operačním zesilovačem  $IO_1$  jsou zesilovány signály z kytarového snímače. Jeho zesílení nastavíme potenciometrem  $P_1$  tak, aby vstupní signál nebyl omežován. Potenciometrem  $P_2$  nastavíme výstupní úroveň tak, aby odpovídala úrovni vstupního signálu. Spínačem  $S_1$  můžeme tento obvod vyřadit z činnosti. „Oktávový posouvač“ nezdvouje jen vstupní kmitočet, nýbrž mění také tvar kmitů, takže „na poslech“ jakoby tón zvonil a byl ostřejší než tón základní. Basová kytara



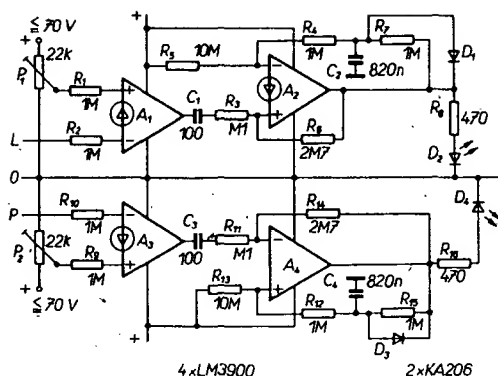
Obr. 90. Kriticky vázaná pásmová propust



Obr. 91. Tremolo



Obr. 92. Zdvojovač kmitočtu pro kytary



Obr. 93. Špičkový VU-metr

má pak stejný zvuk jako obyčejná elektrická kytara.

U přístrojů třídy HiFi se někdy používají k nastavení velikosti signálu VU-metry (Volume-meter). Ručkové měřidlo jako VU-metr neregistruje z fyzikálních důvodů krátkodobé špičky signálu (ručka měřidla má vždy určitou setrvačnost, danou např. třením v ložiscích). Tyto nežádoucí špičky signálu mohou však vést ke zkreslení záznamu. Proto je pro uvedený účel lépe použít obvod na obr. 93, který k indikaci špiček používá diody LED. Zesilovače  $A_1$  a  $A_3$  pracují jako komparátory. Práh jejich sepnutí lze nastavit nezávisle na napájecím napětí  $IO$ , neboť komparátory nezpracovávají vstupní napětí, nýbrž porovnávají vstupní proudy. To má tu přednost, že porovnávaná napětí mohou být teoreticky libovolně velká, kdežto vstupní

proud komparátoru nesmí být větší než 0,2 mA. V zapojení na obr. 93 lze práh nastavit v rozsahu 0,5 až 70 V. Spodní hranice prahu je dána vlastnostmi komparátoru, horní je omezena výkonovou ztrátou potenciometru  $P_1$  a  $P_2$ , na nichž je plně napájecí napětí zesilovače. Za oběma komparátory jsou zapojeny monostabilní multivibrátory, z nichž jsou napájeny příslušné diody LED. Krátkodobá přebuzení nejsou bez prodloužení lidským okem postřehnutelná. Proto je doba překlápění monostabilního multivibrátoru volena tak, aby přebuzení bylo možno registrovat. Během každé periody je z komparátoru přiveden na monostabilní klopný obvod vždy jen jeden impuls. Při trvalém přebuzení svítí dioda LED trvale.

Na obr. 94 je zapojení VU-metru s dvěma dílčími rozsahy. Diody LED indikují,

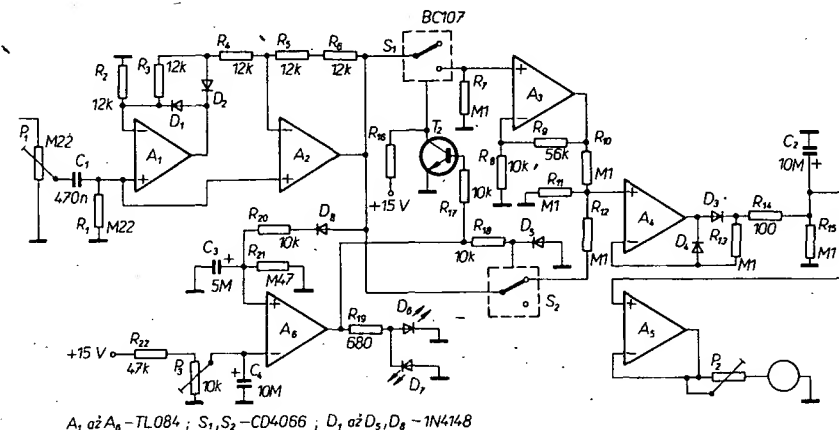
který rozsah je ve funkci: dioda  $D_7$  rozsah  $\infty$  až -20 dB a dioda  $D_6$  rozsah -20 dB až 0 dB. Z děliče napětí  $P_1$  je napájen dvoucestný usměrňovač s operačním zesilovačem, jehož výstup je připojen na elektronický přepínač. „Poloha“ přepínačů je závislá na komparátoru  $A_6$ , jehož stav je funkcí vstupní úrovně. Neinvertující vstup  $A_6$  je napájen přes  $D_8$ ,  $R_{20}$ ,  $R_{21}$  a  $C_3$  z obvodu usměrňovače. Je-li napětí na vstupu  $A_6$  menší než výstupní napětí z děliče  $P_3$  (jinak řečeno, je-li vstupní úroveň na  $P_1$  menší než -20 dB), tak bude na výstupu  $A_6$  úroveň  $L$ ,  $D_7$  se rozsvítí,  $S_2$  se rozpojí a  $S_1$  sepně. Na vstupu špičkového usměrňovače  $A_4$  bude 3,3krát větší napětí, než na vstupu  $A_3$ . Podle této úvahy navrhujeme odpory  $R_8$  až  $R_{11}$ . Při vstupní úrovni -20 dB až 0 dB bude na výstupu  $A_6$  úroveň  $H$ , rozsvítí se dioda  $D_6$ ,  $S_1$  se rozpojí a  $S_2$  sepně, vstupní napětí usměrňovače  $A_4$  se děličem  $R_{10}$ ,  $R_{12}$  zmenší na 0,33. Tak je dosaženo rozdílu úrovně 20 dB.

Pro nastavení obvodu použijeme tónový generátor. Pro úroveň 0 dB (doporučená mezivrcholová hodnota s ohledem na přebuzení je 4 V) nastavíme pomocí  $P_1$  a  $P_2$  plnou výchylku ručky měřidla. Pro měřicí přístroj 100  $\mu A$  je  $P_2$  asi 13 k $\Omega$  a výstupní napětí  $A_5$  je 1,33 V. Bude-li mít ručka měřidla plnou výchylku a bude-li svítit  $D_6$ , nastavíme potenciometr  $P_3$  tak, aby při zmenšení výchylky ručky měřidla na 10 % zhasla  $D_6$  a rozsvítila se  $D_7$ .

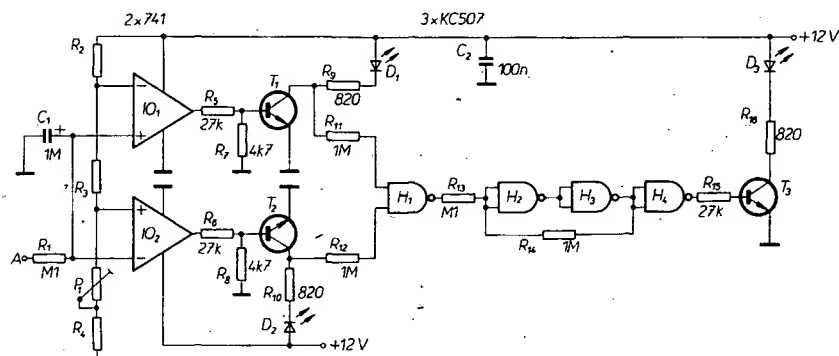
#### Aplikace OZ v přijímačích

Obvod na obr. 95 může být použit jako náhrada ručkového indikátoru vyladění v přijímačích VKV. Pro indikaci jsou použity diody LED a při správném naladění svítí střední dioda  $D_3$ . Na vstup  $A$  je přivedeno napětí AFC z detektoru FM, kterým je řízen komparátor s operačními zesilovači  $A_1$  a  $A_2$ . Je-li vstupní napětí větší než napětí referenční (nastavené děličem napětí  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $P_1$  a  $R_4$ ), pak tranzistor  $T_1$  rozsvítí diodu  $D_1$ . Je-li vstupní napětí menší než referenční, pak tranzistor  $T_2$  rozsvítí diodu  $D_2$ . Při správném naladění je napětí AFC rovno referenčnímu napětí, takže  $T_1$  a  $T_2$  jsou uzavřeny a přes hradla  $H_1$  až  $H_4$  ( $H_2$  a  $H_3$  pracují jako Schmittův klopný obvod) se otevře  $T_3$  a rozsvítí se  $D_3$ . Napětí AFC je u různých přijímačů různé, proto nejsou v obr. 94 uvedeny údaje odporů  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $P_1$  a  $R_4$ . Použijeme-li např.  $IO$  TCA420A, je napětí AFC 9,5 V,  $R_2 = 4,7$  k $\Omega$ ,  $R_3 = 100$   $\Omega$ ,  $P_1 = 4,7$  k $\Omega$  a  $R_4 = 15$  k $\Omega$ . Při  $IO$  CA3089 je AFC 5,6 V a  $R_2$  musíme zvětšit na 12 k $\Omega$ . Použijeme-li místo  $R_3$  potenciometr, pak můžeme nastavit „rozsah“ svícení diody  $D_3$ , která indikuje správné vyladění.

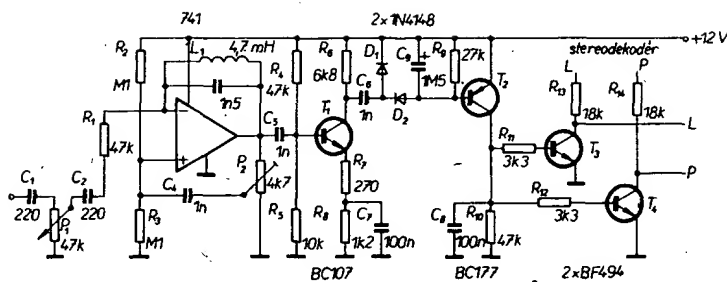
Šumová brána na obr. 96 blokuje nf signál do nf zesilovače, překročí-li šumová složka signálu úroveň nastavenou  $P_1$ . Obvod je v přijímači zapojen paralelně ke stereofonnímu dekodéru. Kondenzátor  $C_1$  je připojen na výstup detektoru. Šumová brána odfiltrovává šumový signál kolem 80 kHz, který usměrní a tímto usměrněným napětím řídí tranzistorové spínače, jež zkratují signál pravého a levého kanálu. Šumový signál je vybírán operačním zesilovačem, v jehož zpětné vazbě je zapojen laděný filtr LC naladěný na 80 kHz. Obvodem  $P_2$  a  $C_4$  je možné nastavit tlumení a tím i selektivitu a to vždy tak, aby se obvod nerozkmital. Protože OZ na kmitočtu 80 kHz má již poměrně malé zesílení, je za ním zapojen tranzistor  $T_1$ , který zajišťuje úroveň potřebnou pro následný usměrňovač. Jako spínače jsou použity v tranzistorů BF494, které zaručují potlačení signálu 53 dB při aktivova-



Obr. 94. VU-metr se dvěma rozsahy



Obr. 95. Indikátor vyladění



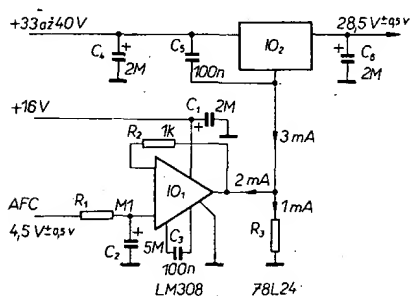
Obr. 96. Šumová brána

né šumové bráně, kdežto šumové napětí je na výstupech L a P potlačeno o 62 dB. Jako měrný signál je vzato mezivrcholové šumové napětí 100 mV. Ještě lepšího potlačení (o 10 dB) dosáhneme nastavením co největší citlivosti pomocí P<sub>2</sub>. Při použití nf tranzistorů na místě spínače se potlačení zhorší o 6 dB.

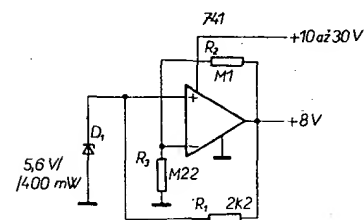
Obvod na obr. 97 mění napětí varikapů pomocí napětí AFC automaticky. V daném zapojení je pro stabilizaci použit monolitický stabilizátor, jehož zemnicí vývod není zapojen na zem, nýbrž na regulační napětí AFC. Tímto způsobem se zvětšuje regulační napětí stabilizátoru (je proto proměnné). Napětí AFC z mf zesilovače je přivedeno na neinvertující vstup OZ, zapojeného jako budiče, jehož výstup je spojen se zemním vývodem pevného stabilizátoru napětí. Odpor R<sub>3</sub> tvoří konstantní zátěž pro operační zesilovač a současně je přes něho vedena část klidového proudu stabilizátoru k zemi (např. napětí AFC mf zesilovače 4,5 ± 0,5 V a klidový proud stabilizátoru 3 mA). Abychom dosáhli velkého rozsahu výstupního napětí při dané stabilitě zapojení, musí operační zesilovač odebrat 2/3 klidového proudu stabilizátoru. Pak je odpor R<sub>3</sub> dán vztahem

$$R_3 = \frac{4,5 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 4500 \Omega,$$

volíme 4,7 kΩ. Abychom zabránili zakmi-



Obr. 97. Obvod AFC



Obr. 98. Referenční zdroj se Zenerovou diodou

távání operačního zesilovače, je ten kompenzován kondenzátorem C<sub>3</sub> a stabilizátor je zablokován kondenzátorem C<sub>5</sub>. Pro budič je použit OZ LM308 s velmi malým vstupním proudem (asi 3 nA), který má i malý napěťový drift. Proud ze zdroje je asi 0,3 mA. Aby byly potlačeny rušivé signály, je napětí AFC vedeno přes dolní propust R<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> na vstup OZ, čímž je dosaženo stabilních regulačních podmínek. Bude-li AFC odpojeno, pak je tento vstup na středním napětí AFC. Je-li v přijímači indikátor vyhlášení, můžeme referenční napětí indikátoru použít pro nastavení středního napětí AFC na vstupu.

#### Aplikace OZ v napájecích zdrojích

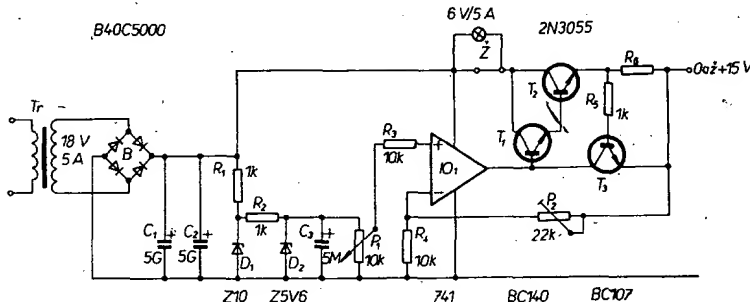
Obvod na obr. 98 umožňuje (při minimálním odběru proudu) získat referenční napětí. Přestože Zenerovou diodou teče proud jen 1 mA, změní se výstupní napětí jen o 1 mV při změně vstupního napětí z 10 V na 30 V. Úbytek napětí na Zenerově diodě je extrémně konstantní, teče-li Zenerovou diodou konstantní proud. Na obr. 98 je tento konstantní proud určen odporem R<sub>1</sub>; je třeba vzít v úvahu, že Zenerova dioda je zatěžována jen velkým vstupním odporem neinvertujícího vstupu operačního zesilovače. Odpor R<sub>1</sub> je v tomto případě zdrojem konstantního proudu, neboť úbytek napětí na R<sub>1</sub> při konstantním výstupním napětí operačního zesilovače a rovněž konstantním Zenerově napětí je stálý a odporem R<sub>1</sub> tedy teče stálý proud. Výstupní napětí je dáno vztahem

$$U_{\text{výst}} = \frac{R_2 + R_3}{R_3 U_{ZD}}$$

Napájecí napětí musí být nejméně o 2 V větší než napětí výstupní. Operační zesilovač zmenšuje výstupní odpor, takže je možné v daném případě odebrat proud až 15 mA. Protože zapojení není teplotně kompenzováno, je nutné vybírat Zenerovy diody s co nejmenším teplotním součinitelem.

Na obr. 99 je zapojení jednoduchého stabilizátoru napětí 0 až 15 V pro výstupní proud až 5 A. Při použití dvou Zenerových diod se zvětšuje činitel stabilizace a teplotní drift je při U<sub>Z</sub> = 5,6 V malý. Po zapnutí přístroje se výstupní napětí zvětšuje exponenciálně (τ = 1000C<sub>3</sub>). Je-li kondenzátor C<sub>3</sub> = 1000 μF, bude časová konstanta 1 s, takže po zapnutí se kondenzátor nabíjí ze zdroje menším proudem. Potenciometrem P<sub>1</sub> nastavujeme výstupní napětí a trimrem P<sub>2</sub> maximální výstupní napětí. Tranzistor T<sub>3</sub> spolu s odporem R<sub>6</sub> omezuje maximální výstupní proud. Odpor R<sub>6</sub> vypočítáme ze vztahu

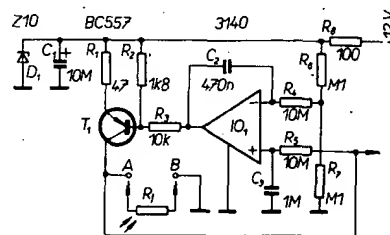
$$R_6 = \frac{0,7}{I_{\text{max}}}$$



Obr. 99. Jednoduchý stabilizátor napětí

Pro 5 A je R<sub>6</sub> = 0,14 Ω. Nahradíme-li R<sub>6</sub> drátovým potenciometrem, můžeme plynule měnit omezení proudu. Ztrátový výkon T<sub>1</sub> a T<sub>2</sub> je při malém výstupním napětí a maximálním proudu značně velký, proto musí být použit odpovídající chladič. Ztrátový výkon lze při malých napětích zmenšit žárovkou a vypnutím spínače S<sub>1</sub>.

V optoelektronických zapojeních se stává, že fotoodpor, fotodiody, nebo fototranzistor při změně světla již nepracují v požadovaném rozsahu charakteristiky. V tomto případě je ideálním řešením použít zdroj konstantního proudu, který je navržen pro střední intenzitu osvětlení a současně pro co největší napětí světlocitlivého prvku, který je na obr. 100 zapojen mezi body A a B. Proud tekoucí

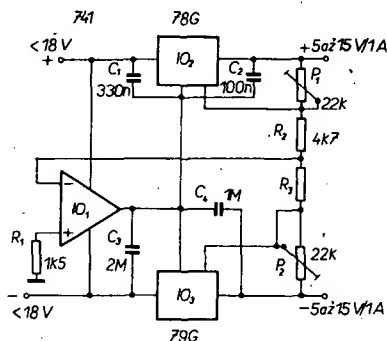


Obr. 100. Zdroj konstantního proudu pro fototranzistor

zdrojem konstantního proudu T<sub>1</sub> je řízen tak, že úbytek napětí mezi body A a B je dlouhodobě 5 V. Na rychlé změny osvětlení (f > 2 Hz) zdroj proudu nereaguje - ty tedy způsobují změny napětí na výstupu. Všechny pomalé změny vyvolávají změnu výstupního napětí operačního zesilovače a tím následné zvětšení nebo zmenšení proudu přes T<sub>1</sub>, takže úbytek napětí na světlocitlivém prvku je konstantní. V zapojení jsou použity dva články RC (C<sub>3</sub>, R<sub>5</sub> a C<sub>2</sub>, R<sub>4</sub>), jejichž časové konstanty určují

změny napětí při pomalých změnách osvětlení. Impedance světlocitlivého prvku je 300  $\Omega$  až  $\infty$ . Odběr proudu ze zdroje je závislý na proudu tekoucím přes  $T_1$ , pro OZ potřebujeme proud 1 až 2 mA, Zenerovu diodu tedy proud asi 20 mA.

Ze dvou stabilizátorů a jednoho operačního zesilovače lze zkonstruovat jednoduchý napájecí zdroj se symetrickým a proměnným výstupním napětím, jehož maximální výstupní proud je 1 A. Začne-li jeden ze stabilizátorů omezovat výstupní proud, bude omezován výstupní proud druhého stabilizátoru; výstupní napětí tak bude v každém okamžiku symetrické. Na obr. 101 je použit pro kladné napětí IO



Obr. 101. Symetrický napájecí zdroj

78G a pro záporné napětí IO 79G; obě výstupní napětí jsou nezávisle na sobě nastavitelná potenciometry  $P_1$  a  $P_2$ ; je možno nastavit i nesymetrické výstupní napětí. V našem případě je však uvažováno pouze symetrické výstupní napětí, a proto v místě spojení  $R_2$  a  $R_3$ , tj. na invertujícím vstupu OZ bude nulové napětí, což je předpokladem pro to, že obě výstupní napětí budou co do absolutní hodnoty stejná. Zvětší-li se např. v důsledku změny zátěže kladné napětí, pak se změní vztažený potenciál obou stabilizátorů a výstupní napětí z OZ bude proti zemi záporné. Změna napětí na výstupu se pak „dorovná“. Maximální vstupní napětí je omezeno maximálním napájecím napětím OZ 741 a je 36 V. Nejmenší výstupní napětí je dáno stabilizátory a je v našem případě  $\pm 5$  V.

Na obr. 102 je zapojení regulovatelného napájecího zdroje s výstupním napětím 0 až  $\pm 15$  V a maximálním výstupním proudem 60 mA. Vstupní napětí je  $\pm 16$  V, bylo zvoleno s ohledem na maximální napájecí napětí IO a nesmí být proto překročeno. Přesná velikost výstupního napětí je závislá na parametrech IO (liši se kus od kusu) a je obvykle o něco málo menší než

$\pm 15$  V. Zenerova dioda 5,6 V je zdrojem referenčního napětí. Její napětí není kritické, při menším Zenerově napětí je možné nastavit i menší výstupní napětí. Přes potenciometr  $P_1$ , kterým nastavujeme výstupní napětí, je upravené referenční napětí přivedeno na neinvertující vstup prvního operačního zesilovače. Na výstup připojený tranzistor zvětšuje možný výstupní proud. Celkové zesílení OZ a tranzistoru je závislé na odporech ve zpětné vazbě (22 k $\Omega$  a 10 k $\Omega$ ). V daném zapojení je zesílení asi 3, takže výstupní napětí by teoreticky mělo být  $3 \times 5,6$  V = 16,8 V.

O něco komplikovanější je regulace záporného napětí. Neinvertující vstup druhého OZ (vývod 3) je přes odpor 6,8 k $\Omega$  připojen na zem. Invertující vstup tohoto OZ je přes odpor 10 k $\Omega$  připojen na běžec  $P_1$ , tedy na referenční napětí, a výstupní napětí bude proto záporné a bude trojnásobkem napětí na běžci potenciometru  $P_1$ . Jen tak je možné kompenzovat kladné napětí přes odpor 33 k $\Omega$ , zapojeném mezi výstup a invertující vstup OZ. Nesymetrii lze vyrovnat potenciometrem  $P_2$ .

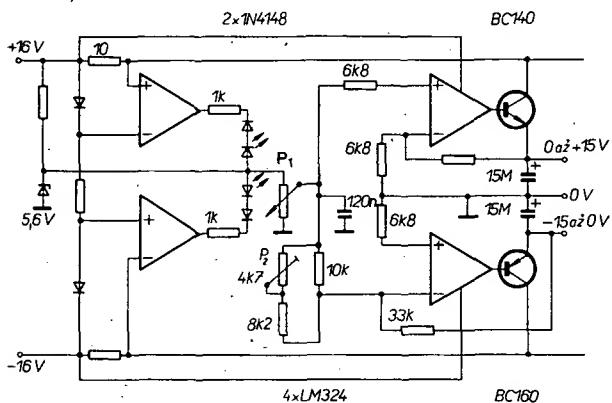
Další dva OZ slouží k omezení proudu. Referenční napětí se zmenší na nulu, bude-li úbytek napětí na odporech 10  $\Omega$  minimálně 0,6 V. Současně se rozsvítí dioda LED, kterými je indikováno omezení proudu.

Pro mnoho uživatelů olověných akumulátorů je otázka jejich nabíjení jednoduchou záležitostí. Abychom však prodloužili jejich dobu života, je nutné, aby nabíjení probíhalo podle určitých zásad. Celý pochod (nabíjení) lze rozložit do tří fází. Během první fáze je akumulátor nabíjen omezeným proudem a to až do té doby, dokud jeho svorkové napětí nebude 10 V. Omezením proudu zamezíme přetížení nabíječe. Po té následuje druhá fáze, kdy se akumulátor nabíjí tzv. 5hodinovým proudem. Tento proud stanovíme tak, že kapacitu akumulátoru v Ah dělíme pěti. Dosáhne-li napětí akumulátoru 14,4 V, přechází druhá fáze do třetí, tj. nabíjení s pomalu se zmenšujícím proudem. Při napětí 16,5 V bude akumulátor zcela nabit. Na obr. 103 je zapojení nabíječe, který tyto fáze řídí automaticky. Při vybitém akumulátoru (napětí 10 V), teče diodou  $D_3$  malý proud, takže  $T_1$  je uzavřen. Rovněž IO<sub>1</sub> není řízen, takže jeho výstupní napětí bude nulové. Na IO závisí proud báze  $T_2$  a  $T_3$  a tedy i nabíjecí proud akumulátoru, který je závislý i na poloze běžce potenciometru  $P_1$ . Při napětí akumulátoru 10 až 14,4 V začne vést dioda  $D_3$  a tranzistor  $T_1$  začne rovněž vést. Na výstupu IO<sub>1</sub> je i nadále 0 V. Nabíjecí proud akumulátoru je v této fázi závislý na nastavení  $P_1$  a  $P_2$ . Zvětší-li se napětí na běžci  $P_3$  nad Zenero-

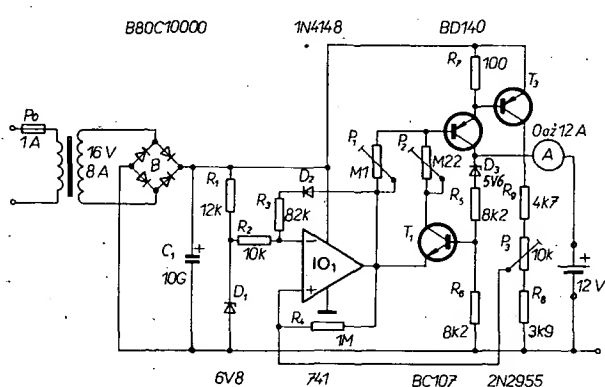
vo napětí  $D_1$ , pak začne působit zpětná vazba přes  $R_4$  a výstupní napětí IO<sub>1</sub> bude rovno součtu Zenerovo napětí  $D_1$  a napětí na diodě  $D_2$ . Tím se také zvětší napětí na emitoru  $T_1$ , tento tranzistor se uzavře a nabíjecí proud bude určen odporem  $P_1$ . Ale oproti první fázi nabíjení má IO<sub>1</sub> větší výstupní napětí, větší bude tedy i proud přes  $P_1$ , a proto je nabíjecí proud menší než v první fázi. Přes  $D_2$  a  $R_3$  je zavedena zpětná vazba a při zvětšujícím se napětí akumulátoru se zmenšuje nabíjecí proud. Tranzistory  $T_2$ ,  $T_3$  a usměrňovač jsou umístěny na velkém chladiči.

Při nastavování nabíječe postupujeme takto: při napětí akumulátoru 14,4 V nastavíme  $P_3$  tak, aby výstupní napětí OZ bylo maximální. Nakonec nastavíme  $P_1$  při napětí 14,5 V až 15 V tak, aby do akumulátoru tekla proud rovný 1/20 Ah. Nakonec při napětí mezi 11 V až 14 V nastavíme jmenovitý nabíjecí proud rovný 1/5 Ah. Tento proud je během nabíjení závislý na zbytkovém proudu a charakteristikách tranzistorů; je o 30 až 100 % větší, než proud v poslední fázi nabíjení.

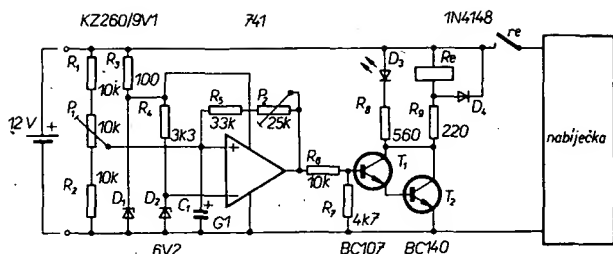
Plně automatické nabíječe akumulátorů nejsou dnes ještě zcela běžným zařízením. Pokud již vlastněme běžnou nabíječku a nechceme investovat peníze do automatické nabíječky, je vhodné použít doplněk, který odpojí nabíječku při nabití akumulátoru. Zapojení takového doplňku je na obr. 104. Základem zapojení je komparátor s operačním zesilovačem. Tento komparátor porovnává napětí akumulátoru s napětím referenčním. Zvětší-li se napětí akumulátoru nad nastavené maximum, pak uvedený obvod přeruší kontaktem relé nabíjecí proud; zmenší-li se napětí akumulátoru pod nastavené maximum, kontakt relé nabíjecí proud připojí. Jako komparátor je použit operační zesilovač typu 741. Napájecí napětí OZ je stabilizováno pomocí  $R_3$  a  $D_1$  a je tedy nezávislé na napětí akumulátoru. Z tohoto stabilizovaného napětí je pomocí  $R_4$  a  $D_2$  odvozeno referenční napětí pro komparátor. Napětí akumulátoru se dělí děličem napětí  $R_1$ ,  $P_1$  a  $R_2$  a porovnává s napětím referenčním. Zvětší-li se napětí na akumulátoru nad velikost nastavenou potenciometrem  $P_1$ , bude na neinvertujícím vstupu větší napětí než na invertujícím vstupu. Tím se zvětší výstupní napětí a přitáhne relé (přes tranzistory  $T_1$  a  $T_2$ ). Jeho kontakt re přeruší nabíjecí proud a současně se rozsvítí dioda  $D_3$ . Abychom vyloučili kmitání relé (neustálé zapínání a vypínání) při malých změnách napětí akumulátoru, musí mít komparátor hysterezi, kterou lze nastavit obvodem zpětné vazby  $P_2$ ,  $R_5$ . Potenciometrem  $P_2$  můžeme hysterezi měnit, takže lze nastavit takové



Obr. 102. Nastavitelný zdroj  $\pm 15$  V



Obr. 103. Automatická nabíječka akumulátoru



Obr. 104. Hlídač nabíjení akumulátoru

minimální napětí akumulátoru, při kterém se bude akumulátor znovu dobíjet.

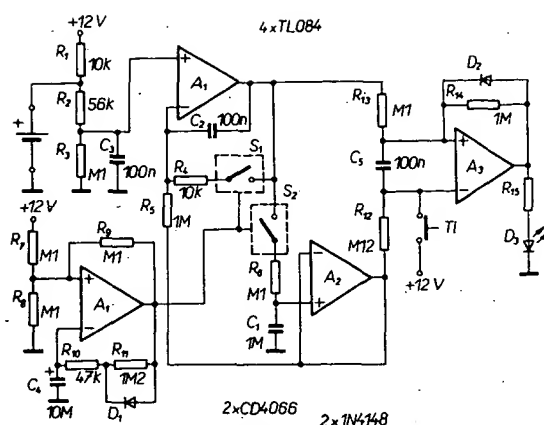
Při nastavování obvodu je lepší místo akumulátoru použít stabilizovaný zdroj, na kterém nastavíme napětí 14,5 V. Otáčíme potenciometrem  $P_1$ , až sepnou relé  $Re_1$ . Pak nastavíme napětí 12,5 V a potenciometrem  $P_2$  otáčíme tak dlouho, až relé  $Re_1$  odpadne. Protože  $P_1$  a  $P_2$  se vzájemně ovlivňují, musíme tento postup několikrát opakovat. Nemáme-li k dispozici relé, jehož kontakty snesou maximální nabíjecí proud, můžeme kontakt relé zapojit do primárního vinutí transformátoru a tak odpojovat celou nabíječku.

Při rychlém nabíjení NiCd akumulátorů musíme nabíjecí proud upravit tak, aby se akumulátory neznichily. Na obr. 105 je zapojení nabíječky, která reaguje na rychlost, s jakou se zvětšuje napětí na akumulátoru. Napětí na akumulátoru se zvětšuje nejrychleji, když je akumulátor již téměř nabit. Tento stav je indikován diodou LED  $D_3$ . Operační zesilovač  $A_4$  je zapojen jako generátor impulsů, který každých 10 s generuje nabíjecí impuls, který je připojen elektronickými spínači  $S_1$  a  $S_2$ . Tak se bude kondenzátor  $C_1$  dobíjet na napětí rovné vstupnímu napětí (plus případně offsetové napětí  $A_1$  a  $A_2$ ). Po otevření spínačů  $S_1$  a  $S_2$  je ještě výstupní napětí  $A_1$  a  $A_2$  stejné. Zvětší-li se však napětí akumulátoru, pak se výstupní napětí  $A_2$  mění,  $A_1$  integruje přírůstek napětí na jeho vstupu. Při kladné změně vstupního napětí mění se také výstupní napětí. Bude-li rozdíl výstupních napětí  $A_1$  a  $A_2$  větší než hystereze klopného obvodu  $A_3$ , bude výstupní napětí  $A_3$  kladné, rozsvítí se dioda  $D_3$ . Hysterezní napětí je závislé na odporu  $R_{14}$  a velikosti vstupního napětí. Jinak řečeno: je-li akumulátor tvořen několika články, je jeho napětí větší a bude tedy i „širší“ hystereze. Nabíječ lze použít k nabíjení 4 až 12 článků.

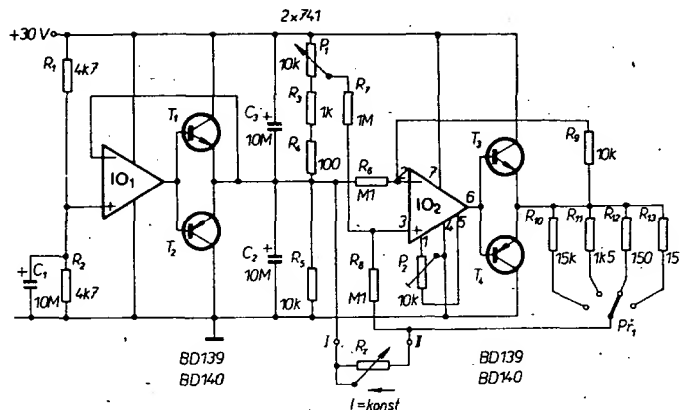
Pokud máme ve své amatérské dílně regulovatelný stabilizovaný zdroj, je vhodné ho doplnit obvodem zdroje konstantního proudu, jehož zapojení je na obr. 106. Obvod je vhodné připojit na nesymetrický napájecí zdroj 30 V pro výstupní proud až 200 mA. Symetrická napětí  $\pm 15$  V můžeme použít samostatně (maximální proud  $\pm 50$  mA), nikdy však současně se zdrojem konstantního proudu. Symetrizace nesymetrického napájecího napětí slouží k napájení invertujícího vstupu  $IO_2$ . Dělič napětí  $P_1R_3R_4$  je určen pro řízení zdroje proudu s operačním zesilovačem. Na běžce  $P_1$  bude napětí 1,5 V až 15 V. Podle jeho polohy a podle polohy  $P_2$  můžeme určit proud tekoucí zátěží  $R_z$ . Tranzistory  $T_3$  a  $T_4$  tvoří budič. Proud tekoucí zátěží bude dán vztahem

$$I_z = \frac{0,1U_{P1}}{R_{10} \text{ (nebo } R_{11} \text{ nebo } R_{12} \text{ nebo } R_{13})}$$

Pro kontrolu proudu můžeme potenciometr  $P_1$  opatřit stupnicí. Je-li  $P_2$  v poloze 1, je rozsah 0,01 až 0,1 mA; v poloze 2 je 0,1 až 1 mA; v poloze 3 je 1 až 10 mA a v poloze 4 10 až 100 mA.



Obr. 105. Rychlonabíječka akumulátoru NiCd



Obr. 106. Zdroj konstantního proudu

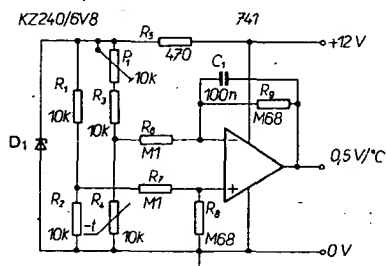
#### Aplikace OZ v převodnících

Teplotu v místnosti můžeme přesně určit obvodem na obr. 107. Jako čidlo teploty je použit termistor, jehož odpor je velmi závislý na teplotě. Vlastnostmi termistoru je současně omezen rozsah měření. Chceme-li rozlišit teplotu s přesností 0,5 °C, pak je lineární rozsah omezen na 40°. Obvod využívá odporového můstku připojeného na stabilizované napětí. Můstek je nastaven tak, že výstupní napětí bude nulové při nejnižší měřené teplotě. Na všech větvích můstku je v tomto případě poloviční napájecí napětí. Výstupní odpor operačního zesilovače je velmi malý; Jeho výstupní napětí je při rovnováze můstku nulové. Se změnou odporu termistoru se mění výstupní napětí asi o 0,5 V na stupeň (je závislé na použitém typu termistoru). Budeme-li teplotu měřit např. ručkovým měřidlem, pak je nutné volit odpor  $R_3$  tak, abychom dosáhli požadované citlivosti. Aby zapojení pracovalo bez chyby, musí být  $R_8 = R_9$ . Velikost napájecího napětí není kritická; Zenerovo napětí  $D_1$  může být 4,7 až 8,2 V. Nulové výstupní napětí nastavujeme při nejnižší teplotě potenciometrem  $P_1$ . Odběr ze

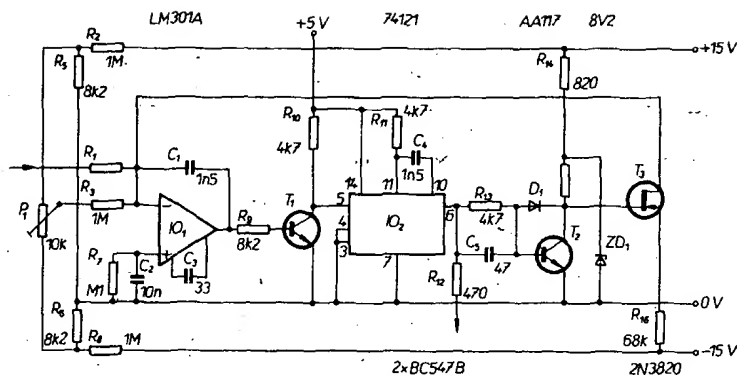
zdroje je asi 12 mA a je určen použitou Zenerovou diodou.

Kombinací čítače a analogového vstupu dostaneme analogově-číselový převodník (převodník A/D), vhodný pro číselkové voltmetry. Na výstupu obvodu na obr. 108 bude sled impulsů se šífkou asi 5  $\mu$ s, jejichž kmitočet je úměrný přiváděnému stejnosměrnému napětí. Jejich úroveň je kompatibilní s logikou TTL. Činitel přenosu je 10 kHz na 1 V. Maximální kmitočet impulsů je určen linearitou (konstantní činitel přenosu), teplotní stabilitou a driftu (tzn. že při nulovém napětí na vstupu bude na výstupu kmitočet 0 Hz). Vstup je zapojen jako integrátor s operačním zesilovačem LM301A. Strmost, s níž se výstupní napětí zmenšuje, je závislá na velikosti vstupního napětí. Při překročení zvolené velikosti se uzavírá  $T_1$  a překlápí se přes vstup E monostabilní klopný obvod  $IO_2$ . Na výstupu Q se objeví kladný impuls, jehož délka (5  $\mu$ s) je nastavena  $R_{11}$  a  $C_4$ . Tento impuls krátkodobě sepnou  $T_2$ , takže FET  $T_3$  povede a nabije se kondenzátor  $C_1$ , čímž jsou určeny počáteční podmínky pro integrátor, jehož výstupní napětí dosáhne krátkodobě kladného maxima. Tento pochod se opakuje a to tím rychleji, čím větší bude vstupní napětí integrátoru. Z toho je patrné, že kmitočet impulsů je úměrný vstupnímu napětí.

Odpor  $R_1$  spolu s  $C_1$  určují činitel přenosu. Odpor  $R_1$  je asi 90 k $\Omega$ . Nejlépe je při nastavování tento odpor s kovovou vrstvou nahradit cermetovým potenciometrem, kterým  $R_1$  přesně nastavíme. Rovněž pro  $R_{11}$  a  $R_{15}$  je vhodné použít odpory s kovovou vrstvou (např. TR 151) a pro  $C_4$  polykarbonátový kondenzátor. Při zkrato-



Obr. 107. Převodník teplota-napětí



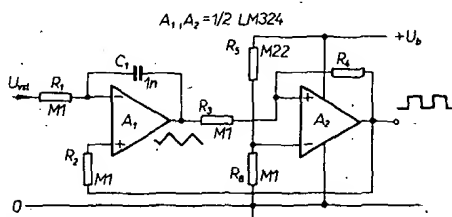
Obr. 108. Převodník napětí-kmitočet

vaném vstupu nastavíme  $P_1$  tak, aby na výstupu byl kmitočet 0 až maximálně 2 Hz. Výstupní napětí je 0 až 10 V a výstupní kmitočet 0 až 100 kHz.

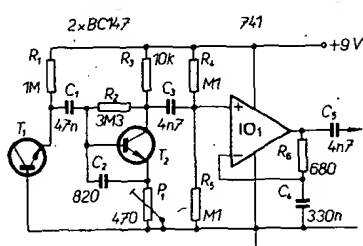
V některých případech potřebujeme signál pravouhlého tvaru, jehož střední hodnota je přesně známa a lze ji nastavit. Zapojení takového obvodu je na obr. 109, kde  $A_1$  je zapojen jako integrátor a  $A_2$  jako Schmittův klopný obvod. Když např. při určitém napětí na invertujícím vstupu  $A_2$  bude výstupní napětí  $A_2$  rovno nule, pak se napětí na výstupu integrátoru zmenšuje. Dosáhne-li výstupní napětí integrátoru spodní prahu sepnutí Schmittova klopného obvodu  $A_2$ , ten se přepne a na jeho výstupu bude úroveň H (blízka napájecímu napětí). Tím bude na neinvertujícím vstupu  $A_1$  větší napětí než na vstupu invertujícím a napětí na výstupu integrátoru se počne zvětšovat. Když dosáhne horní hranice prahu sepnutí Schmittova klopného obvodu, tak se  $A_2$  přepne zpět a děj se znovu opakuje. Na výstupu  $A_2$  bude signál pravouhlého tvaru. Střední hodnota pravouhlého napětí je určena vstupním napětím, neboť výstupní napětí je úměrné střední hodnotě až do té doby, dokud není skončeno „přeladění“. Na obr. 109 je práh přepnutí pevně nastaven, takže se změny střídá pravouhlého napětí. Výstupní signál se tedy může měnit od maximálního kmitočtu (střídá 50 %) k maximálnímu „0 Hz“ (při střídě 0 % nebo 100 %). Vstupní napětí se může měnit od 0 do  $U_b \sim 1,5$  V. Při použití IO LM324 bude napájecí napětí v rozsahu 3 až 30 V. Při použití jiného typu operačního zesilovače je omezena spodní mez vstupního napětí.

#### Aplikace OZ v měřicí technice

Generátorem šumového napětí je přechod p-n tranzistoru  $T_1$ , a tranzistor  $T_2$  zesiluje šumové napětí. Zesílení tohoto stupně můžeme nastavit emitorovým odporem  $P_1$ . Mezi emitemerem a bází zapojený kondenzátor  $C_2$  zvětšuje vstupní impedanci na vysokých kmitočtech. Tím je



Obr. 109. Převodník napětí-střída



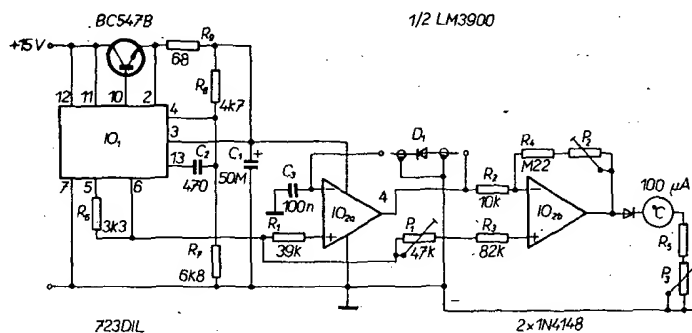
Obr. 110. Generátor šumu

dosaženo rovnoměrného šumového spektra. Na výstupu operačního zesilovače IO<sub>1</sub> je obvod  $R_6, C_4$  s mezním kmitočtem 5 kHz, kterým jsou rovněž zdůrazněny vyšší kmitočty šumového spektra. Obvod na obr. 110 je výhodné použít jako generátor šumu pro měření v n f technice.

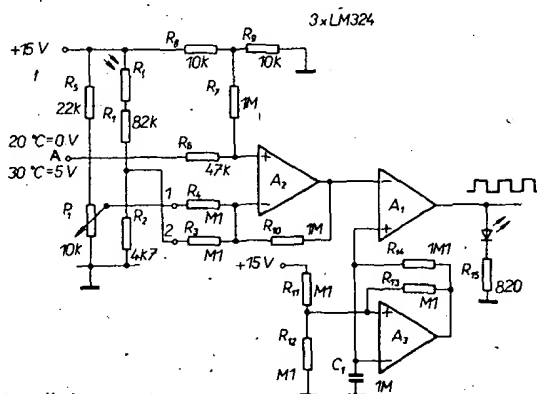
Při měření teploty je základní podmínkou volba čidla, které určuje vlastnosti celého měřiče teploty. V zapojení na obr. 111 je jako teplotního čidla využito křemíkové diody, na níž je úbytek napětí 2 mV na stupeň Celsia. Přednosti diody jako teplotního čidla spočívají v její linearitě a krátké teplotní časové konstantě. Kromě

toho lze diodu použít až do teploty 200 °C. Aby bylo možné napětí diody měřit s velkou přesností, je použit zdroj referenčního napětí se stabilizátorem typu 723. Absolutní hodnota referenčního napětí je rozdílná pro různé IO 723, ale jejich teplotní činitel je vždy velmi malý – 0,003 %/°C. Ze stejného IO (723) je získáváno i napájecí napětí 12 V. Odpor  $R_1$  do neinvertujícího vstupu IO<sub>2a</sub> je spojen se zdrojem referenčního napětí, takže jím teče konstantní proud. Pracovní bod OZ je nastaven tak, že je k invertujícímu vstupu přiveden stejný proud jako ke vstupu neinvertujícímu. Proto i proud teplotním čidlem  $D_1$  bude konstantní. To je nutné, aby vnitřní odpor diody byl co nejmenší; změny proudu vyvolávají změny napětí, které se projevují jako falešné změny teploty. Výstupní napětí na vývodu 4 IO<sub>2a</sub> je rovno vstupnímu napětí a úbytku napětí na diodě (které se mění s teplotou). Kondenzátor  $C_3$  potlačuje případné zátky. Neinvertující vstup IO<sub>2b</sub> je spojen přes  $P_1$  a  $R_3$  se zdrojem referenčního napětí, takže do tohoto vstupu teče rovněž konstantní proud. Na invertující vstup je připojen výstup IO<sub>2a</sub>; IO<sub>2b</sub> zesiluje rozdíl proudů, takže na jeho výstupu je možné připojit voltmetr s rozsahem 5 až 15 V (místo voltmetru můžeme použít mikroampérmetru). Použijeme-li např. měřidlo s citlivostí 0,1 mA s vnitřním odporem 1,2 kΩ, pak předřazený odpor  $R_5 + P_3$  bude 60 kΩ.

Na obr. 112 je zapojení regulačního obvodu pro akvarijní termostat, který udržuje konstantní teplotu vody v akváriu. Na vstup A je připojeno teplotní čidlo a na výstup triak, který spíná topidlo. Teplota vody se měří teplotním čidlem (např. termistor, dioda). V regulační části jsou použity tři operační zesilovače a čtvrtý může být použit jako převodník teplota-napětí. Chybové napětí je srovnáno se zvolenou úrovní (závislou na  $P_1$  a fotoodporu) v  $A_2$  a současně je 10x zesíleno. Operační zesilovač  $A_1$  porovnává výstupní napětí z  $A_2$  s napětím trojúhelníkovitého průběhu, získaného z operačního zesilo-



Obr. 111. Teploměr



Obr. 112. Akvarijní termostat



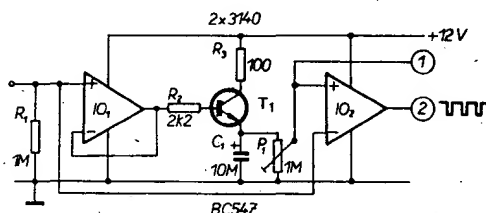
vače  $A_3$ . Na výstupu  $A_1$  bude pravouhlé napětí, kterým je spínán na kratší nebo delší dobu triak v závislosti na vstupním napětí. Potenciometrem  $P_1$ , jehož běžec je připojen na invertující vstup  $A_2$ , můžeme nastavit požadovanou teplotu. Přes vstup 2 reaguje obvod na světlo v blízkosti akvaria. Tím je možné regulovat teplotu v závislosti na denní době. Vhodným návrhem odporů  $R_1$  a  $R_2$  lze nastavit určitý rozdíl teplot mezi dnem a nocí, např. 2 °C. Fotoodpor můžeme v zapojení samozřejmě vynechat. Napájecí napětí není kritické a může být odebíráno z jednocestného usměrňovače. Odběr proudu je asi 21 mA. Vzhledem k tomu, že triak je napájen obvykle přímo ze sítě, je k jeho řízení z bezpečnostních důvodů lépe použít optoelektronický vazební člen.

Na čítačích kmitočtu a podobných přístrojích bývá knoflík, kterým se nastavuje práh sepnutí klopného obvodu. Toto nastavení vyžaduje od obsluhy zvýšenou pozornost, proto je lepší použít obvod z obr. 113, který tento práh nastavuje automaticky. Vstupní signál je přiveden na vstup sledovače napětí  $IO_1$ , takže kondenzátor  $C_1$  se nabíjí na hodnotu špičkového napětí přes  $T_1$ ; pochod je však časově omezen – nejkratší vstupní signál

z omezovače zapojeného jako Schmittův klopný obvod ( $H_1$ ,  $H_2$ ). Zpětná vazba nutná k rozkmitání obvodu je zavedena z výstupu 2. filtru přes kondenzátor  $C_1$  na vstup Schmittova klopného obvodu. Potenciometrem  $P_1$  můžeme nastavit symetrii pravouhlého signálu a tím potlačit sudé harmonické v sinusovém signálu. Náběžná hrana pravouhlého signálu na výstupu  $H_2$  se „vylepšuje“ druhým Schmittovým klopným obvodem ( $H_3$ ,  $H_4$ ); dvě paralelně zapojená hradla ( $H_5$ ,  $H_6$ ) zmenšují výstupní impedanci. Pravouhlé napětí má mezivrcholovou velikost 15 V a stejnosměrnou složku asi 7,5 V. Strmost hran je lepší než 40 ns. Činitel jakosti obou selektivních filtrů je asi 10; nejmenší dosažitelné zkrácení sinusového signálu je asi 0,15 %. Běžné zkrácení je 0,2 %, při výstupním mezivrcholovém napětí 4 V. Dodatečné zkrácení vzniká hlavně ve druhém selektivním filtru. Kmitočet oscilátoru je určen kapacitou kondenzátorů  $C = C_2 = C_3 = C_4 = C_5$  a je dán vztahem

$$C = \frac{0,34}{f_0} \quad [\mu F; Hz].$$

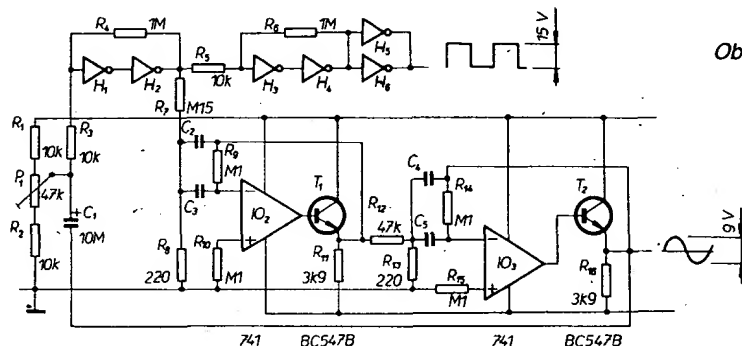
S IO CA3140 lze jednoduše sestavit lineární ohmmetr, jehož zapojení je na obr.



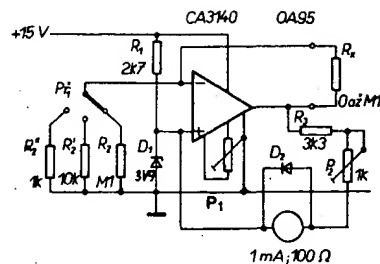
Obr. 113. Automatický regulátor úrovně překlápění

může být 1,5  $\mu s$ . Napětí na kondenzátoru  $C_1$  se dělí odporem  $P_1$  a používá jako referenční napětí pro klopný obvod. Paralelně k  $P_1$  může být připojeno zařízení s velkou vstupní impedancí (výstup 1), je-li napětí na  $C_1$  maximální. Obvod může být spouštěn i klopným obvodem  $IO_2$ , který generuje spouštěcí impulsy. Spojením invertujícího vstupu  $IO_2$  s jeho výstupem obdržíme sledovač napětí. Na vstupu 2 je pak referenční napětí, odběr proudu může být v tomto případě větší. Dolní mezní kmitočet obvodu je 1 Hz. Vstupní napětí smí být maximálně 7 V, jinak se OZ a tranzistor zničí. Aby k tomu nedošlo, je vhodné paralelně k  $R_1$  připojit Zenerovu diodu se Zenerovým napětím 6,8 V. Velikost napájecího napětí není kritická. Odběr ze zdroje je asi 2 mA při 12 V.

Na obr. 114 je zapojení generátoru sinusového signálu. Dva v sérii zapojené filtry ( $IO_2 - T_1$  a  $IO_3 - T_2$ ) jsou řízeny



Obr. 114. Generátor sinusového signálu

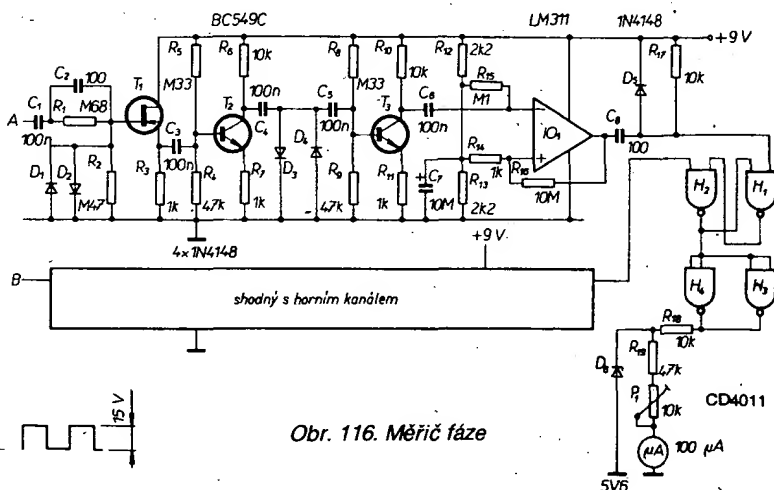


Obr. 115. Lineární ohmmetr

invertujícím vstupem stejné napětí jako na neinvertujícím vstupu. Aby toto tvrzení platilo zcela přesně, musíme offsetové napětí vykompenzovat potenciometrem  $P_1$ . Při tom je  $P_2$  nastaven na minimum a při  $R_x = 0$  nastavíme na měřidle potenciometrem  $P_1$  nulu. Při správném nastavení zůstává měřidlo na nule, i když ho přepólujeme. Invertující vstup má velký odpor, takže přes  $R_x$  a  $R_2$  teče stejný proud. Budou-li  $R_x$  a  $R_2$  stejné, bude na nich i stejný úbytek napětí (3,9 V). Napětí na výstupu bude pak 7,8 V, takže předřadný odpor musíme navrhnout na toto napětí. Potenciometrem  $P_2$  nastavíme plnou výchylku ručky měřidla.

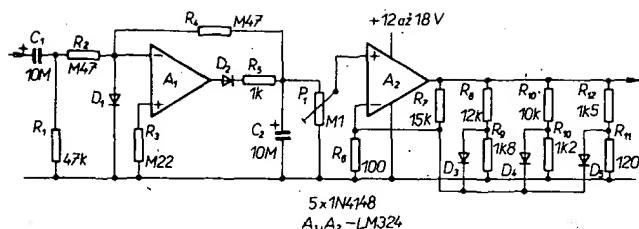
Jako důsledek toho, že napětí na neinvertujícím vstupu je 3,9 V (proto je proud  $R_2$  konstantní), zůstává také proud odporem  $R_x$  konstantní. Úbytek napětí na  $R_x$  je proto úměrný odporu  $R_x$ . Na předřadném odporu a měřidle je stejné napětí jako na  $R_x$ , neboť obě větve můstku jsou zapojeny mezi 3,9 V a výstup IO. Proud tekoucí měřidlem je tedy úměrný odporu  $R_x$ , takže odpor  $R_x$  lze číst přímo na lineární stupnici měřidla. Přepínačem volíme příslušný rozsah. Díky velkému vstupnímu odporu IO CA3140 (1,5 T $\Omega$ ) lze měřit i značně velké odpory. Odpor  $R_2$  určující měřený rozsah můžeme volit od 100  $\Omega$  do 10 M $\Omega$ . Při rozsahu 100  $\Omega$  je odběr ze zdroje 50 mA, na ostatních rozsazích 20 mA. Místo měřidla lze použít multimetr; nemá-li multimetr měřící rozsah 1 mA, je nutné upravit odpory  $R_3$  a  $P_2$ .

115. Na neinvertujícím vstupu je napětí 3,9 V. Propojíme-li měřící svorky drátem, bude na výstupu též napětí 3,9 V. Je tedy samozřejmé, že v tomto případě bude na



Obr. 116. Měřič fáze

Se zapojením na obr. 116 je možné měřit rozdíl fází dvou nf signálů ( $f_{max} = 100$  kHz). Měřidlo na výstupu je ocejchováno ve stupních (0 až 360°). Signály A a B jsou vytvářeny do dvou

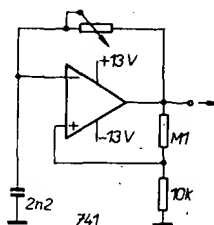


Obr. 117. Měřič špičkových napětí

pravoúhlých napětí, která řídí vstup nastavení nebo nulování klopného obvodu s  $H_1 - H_4$ . Sestupná hrana pravoúhlého signálu A nastaví klopný obvod; obvod se nuluje sestupnou hranou pravoúhlého signálu B. Šířka impulsu na výstupu  $H_2$  je úměrná časovému rozdílu mezi signály A a B. Měřidlo ukazuje střední hodnotu proudu, tekoucího přes  $R_{19}$ ,  $P_1$  a měřidlo. Tvarovač impulsu je v obou kanálech identický a je tvořen emitorovým sledovačem ( $T_1$ ), zesilovačem ( $T_2$ ) se zesílením 10, symetrickým omezovačem ( $D_3$ ,  $D_4$ ), druhým zesilovačem ( $T_3$ ) se zesílením 10, komparátorem ( $IO_1$ ) s malou hystezí a obvodem s  $R_{17}$ ,  $C_8$  a  $D_5$ .

Na obr. 117 je zapojení detektoru špičkových napětí. Špičková napětí jsou detekována diodou  $D_2$  a kondenzátorem  $C_2$  na výstupu zesilovače A. U každého operačního zesilovače se zpětnou vazbou platí, že oba vstupy mají stejné napětí a že se výstupní napětí zvětšuje, zmenšuje-li se měřené napětí. To platí dotud, dokud je napětí na kondenzátoru  $C_2$  tak velké, že ho lze kompenzovat přes  $R_4$  zmenšujícím se vstupním napětím. Bude-li se vstupní napětí opět zvětšovat, uzavře se dioda  $D_2$ ; kondenzátor  $C_2$  se tedy nemůže vybíjet přes výstup OZ, nýbrž přes potenciometr  $P_1$ . Napětí na  $C_2$  je úměrné záporným nejvyšším špičkám vstupního napětí. Protože tento obvod je určen pro VU-metry s diodami LED (buzení obvodu UAA180), musí být výstupní charakteristika logaritmická. Abychom ji dosáhli, má  $A_2$  ve zpětné vazbě diody, jimiž lze převést lineární charakteristiku na charakteristiku logaritmickou.

S operačním zesilovačem je možné zkonstruovat jednoduchý generátor trojúhelníkovitého signálu. Příklad zapojení generátoru je na obr. 118. Po zapnutí se nabíjí kondenzátor 2,2 nF přes potenciometr. Pokud je napětí na kondenzátoru větší než  $U_{\text{vys}}/11$ , „přebírá“ zesilovač na invertujícím vstupu kladné napětí a výstupní napětí se zmenšuje. Rychlost zmenšování je závislá na vlastnostech OZ. Po určitém čase bude výstupní napětí tak malé, že se kondenzátor přes potenciometr bude vybíjet. Zmenší-li se napětí na

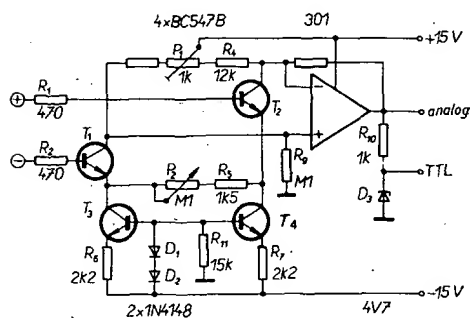


Obr. 118. Generátor signálu trojúhelníkovitého napětí

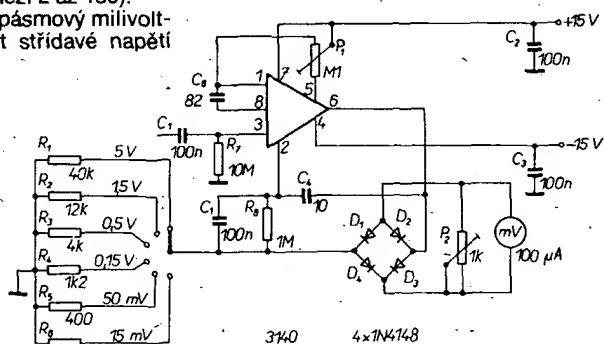
kondenzátoru pod  $U_{\text{vys}}/11$ , bude napětí na neinvertujícím vstupu záporné, výstupní napětí se opět zvětší a děj se bude opakovat. S danými součástkami můžeme měnit kmitočet mezi 15 až 70 kHz.

Na obr. 119 je zapojení jednoduchého nf měřicího zesilovače, na jehož výstup můžeme připojit jakékoli univerzální měřidlo. Na vstupu tohoto zesilovače je diferenciální stupeň s  $T_1$  a  $T_2$ . Jako emitorové impedance jsou zapojeny zdroje konstantního proudu a to v emitoru  $T_1$ ,  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $T_3$  a  $R_6$  a v emitoru  $T_2$  jsou to  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $T_4$  a  $R_7$ . Díky těmto zdrojům konstantního proudu je měřicí zesilovač necitlivý na velmi rychlé změny napětí. Za diferenciálním zesilovačem  $T_1$ ,  $T_2$  je zapojen integrovaný diferenciální zesilovač s IO LM301; který má zesílení rovno jedné. Na jeho výstupu je k dispozici měřený signál. Potenciometrem  $P_2$  nastavujeme úroveň překlopení. Potenciometrem  $P_1$  nastavujeme nulu při zkratovaném vstupu. Potenciometrem  $P_2$  můžeme měnit vstupní citlivost (měníme zesílení mezi 2 až 130).

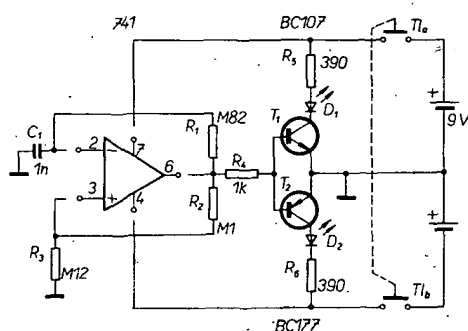
Na obr. 120 je širokopásmový milivoltmetr, s nímž lze měřit střídavé napětí



Obr. 119. Univerzální měřicí zesilovač



Obr. 120. Širokopásmový milivoltmetr



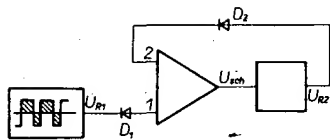
Obr. 121. Jednoduchý tester operačních zesilovačů

v rozsahu 100 Hz až 500 kHz. Protože použitý OZ má na vstupu tranzistory MOS, je vstupní impedance při všech měřicích rozsazích 10 MΩ. OZ je zapojen současně jako měřicí zesilovač i jako aktivní usměrňovač. Jeho zesílení je nastaveno zpětnovazebními odpory  $R_1$  až  $R_6$ . Protože můstkový usměrňovač je zapojen ve větší zpětné vazby OZ, může být prahové napětí diod kompenzováno, takže stupnice bude lineární. Potenciometrem  $P_1$  nastavíme nulu při zkratovaném vstupu. Příslušný měřicí rozsah se nastavuje potenciometrem  $P_2$  a odpory  $R_1$  až  $R_6$ .

Na obr. 121 je zapojení jednoduchého testeru operačních zesilovačů. Stlačíme-li tlačítko, bude na neinvertujícím vstupu OZ referenční napětí, odvozené z napětí výstupního, děličem napětí  $R_2$  a  $R_3$ . Přes odpor  $R_1$  se bude nabíjet kondenzátor  $C_1$ , až napětí na invertujícím vstupu bude stejně velké jako napětí referenční. Operační zesilovač pracuje jako komparátor, který přepíná výstup, takže upravené referenční napětí na neinvertujícím vstupu bude mít opačnou polaritu. Kondenzátor  $C_1$  se znovu nabíjí, dokud napětí na něm není stejné jako napětí referenční. Cyklus se pak znovu opakuje. Oba tranzistory umožňují testovat i operační zesilovač s malým výstupním proudem. Je-li na výstupu úroveň H, vede  $T_1$  a svítí  $D_1$ , je-li na výstupu úroveň L, vede  $T_2$  a svítí  $D_2$ . Testerem lze kontrolovat všechny OZ, které mají shodné zapojení s OZ typu 741 (např. CA3080, LF356 atd.).

#### Generátor napětí schodovitého průběhu

Blokové schéma generátoru je na obr. 121a. Generátor se skládá z astabilního multivibrátoru s nastavitelnou střídou výstupních impulsů. Výstupním signálem astabilního multivibrátoru se přes diodu  $D_1$  napájí invertující integrátor. Každý záporný napěťový impuls  $U_{A1}$  posouvá úroveň výstupního napětí integrátoru (schodovitého napětí  $U_{sch}$ ) o jeden „schod“, a to směrem ke kladným velikostem. Dioda  $D_1$  zabezpečuje, že



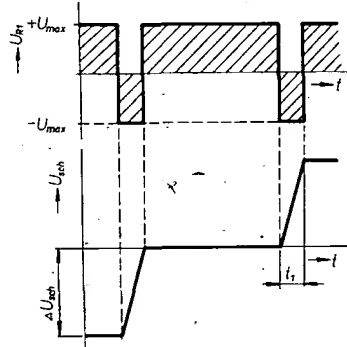
Obr. 121a. Blokové schéma generátoru napětí schodovitého průběhu

kladné části napětí  $U_{R1}$  neovlivní činnost integrátoru (obr. 121b).

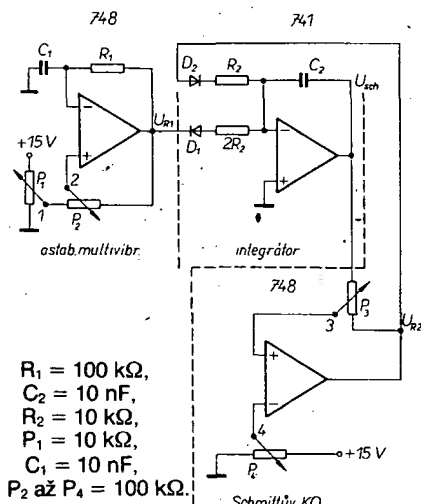
Výstupní napětí integrátoru se vede do Schmittova klopného obvodu. Jakmile výstupní napětí (schodovitého průběhu) dosáhne kladné úrovně překlápěcího napětí klopného obvodu, změní se výstupní napětí klopného obvodu  $U_{R2}$  z  $-U_{max}$  na  $+U_{max}$ , přičemž pod  $U_{max}$  se rozumí maximální jednotlivé napěťové úrovně „schodů“.

Za tohoto stavu vede dioda  $D_2$  a na výstupu integrátoru se objeví strmá záporná hrana napětí schodovitého průběhu. Dosáhne-li  $U_{sch}$  dolní úrovně překlápěcího napětí klopného obvodu, změní se  $U_{R2}$  na velikost  $-U_{max}$ . Klopný obvod dále činnost integrátoru neovlivňuje, neboť  $D_2$  nepovede. S příští zápornou částí  $U_{R1}$  vznikne i první „schod“ a podobně vzniká celý průběh napětí schodovitého tvaru.

Zapojení na obr. 121c pak odpovídá blokovému schématu na obr. 121a. Potenciometrem  $P_1$  lze nastavit střidu astatického multivibrátoru (změna nastavení  $P_1$  má vliv na kmitočet výstupního signálu). Potenciometrem  $P_2$  se volí počet stupňů napětí schodovitého průběhu. Potenciometry  $P_3$  a  $P_4$  slouží k nastavení hystereze klopného obvodu, popř. k posouvání hysterezní smyčky. Jako diody  $D_1$  a  $D_2$  se doporučuje použít diody stejného typu.



Obr. 121b. Průběhy napětí  $U_{R1}$  a  $U_{sch}$



Obr. 121c. Zapojení generátoru napětí schodovitého průběhu

## Generátory periodických signálů různých průběhů – generátory funkcí

Prudký rozvoj výroby monolitických operačních zesilovačů, jejich dostupnost a vynikající elektrické vlastnosti umožňují snadno realizovat celou řadu elektrických obvodů, které by se s diskrétními prvky realizovaly velmi těžko, nebo jejichž elektrické vlastnosti by neměly požadovanou úroveň.

Jedním z těchto obvodů je tzv. generátor funkcí. Generátorem funkcí se nazývá generátor periodických signálů různých tvarů (např. trojúhelníkový, pravoúhlý, sinusový, kosohúhlý apod.), jejichž kmitočet lze měnit v širokých mezích od desetin nebo setin Hz do jednotek nebo desítek MHz.

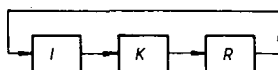
V generátorech funkcí se sinusový průběh získává obvykle tvarováním trojúhelníkovitého průběhu. Sinusový průběh není tedy průběhem základním, ale odvozeným. Základními tvary průběhů jsou pravoúhlý a trojúhelníkový průběh. Tato skutečnost je velmi výhodná na nízkých kmitočtech (méně než 100 Hz), neboť realizace sinusových generátorů LC nebo RC pro nízké kmitočty je složitá s ohledem na stabilitu amplitudy generovaných kmitů. K udržení konstantní amplitudy výstupního signálu je nutné použít regulační smyčku, přičemž časová konstanta regulační smyčky – žárovka, termistor apod. – musí být aspoň pětikrát větší, než je perioda signálu nejnižšího vyráběného kmitočtu. To znamená, že při kmitočtech řádu 0,1 Hz bychom po každé změně kmitočtu museli čekat 50 s na ustálení amplitudy. Vzhledem k tomu, že u funkčního generátoru není nutné regulační smyčku použít, odpadá proto i problémy se stabilizací amplitudy generovaných signálů.

Skutečnost, že zapojení generátorů funkcí jsou poměrně jednoduchá a s poměrně malým počtem součástek (zvláště kondenzátorů), vedla zahraniční výrobce k jejich integraci. Jako příklad takového obvodu je možné uvést integrovaný obvod ICL8038 fy Intersil, který umožňuje realizovat generátor funkcí s kmitočtovým rozsahem 0,001 Hz až 1 MHz a se sinusovým, trojúhelníkovitým a pravoúhlým tvarem výstupního napětí.

Možnost jednoduše ladit generátor funkcí vnějším stejnosměrným napětím umožňuje snadno realizovat i rozmnatý generátor v širokém oboru kmitočtů. Velmi často je této vlastnosti využito ke kmitočtové modulaci signálu generátoru funkcí. Proto také mnoho průmyslově vyráběných generátorů funkcí je vybaveno obvody, které umožňují kmitočtovou, případně i amplitudovou modulaci výstupního signálu.

## Generátory napětí pravoúhlého a trojúhelníkovitého průběhu

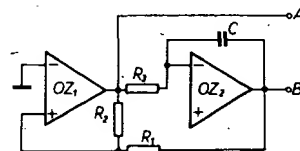
Podstata činnosti generátorů napětí pravoúhlého a trojúhelníkovitého průběhu spočívá v integraci napětí na kondenzátoru. Blokové schéma obvyklého uspořádání je na obr. 122. Protože integrační časová konstanta, integrované napětí



Obr. 122. Blokové zapojení generátoru funkcí

i konečné napětí na integračním kondenzátoru jsou vždy určitým způsobem definovány, bude definována i doba kmitu a tedy i kmitočet oscilátoru, pracující na tomto principu. Protože v zásadě jde o integraci konstantního napětí, bude mít výstupní napětí v souřadných osách čas-napětí tvar přímky se směrnici  $k$  (v první polovině jednoho kmitu), případně  $-k$  (ve druhé polovině kmitu); říkáme, že generátor produkuje napětí trojúhelníkovitého průběhu. Abychom na výstupu integrátoru I obdrželi napětí se směrnici, která má střídavě opačné znaménko, musíme integrovat napětí, které má sice stejnou velikost, ale střídavě se měnící polaritu (vůči vodiči s nulovým potenciálem).

Polarita tohoto přepínacího referenčního zdroje  $R$  se mění vždy v okamžiku, kdy je na výstupu integrátoru špička napětí trojúhelníkovitého průběhu. To zajišťuje, že komparátor  $K$ , který se překlápí v okamžiku, kdy výstupní napětí trojúhelníkovitého průběhu dosáhne předepsané velikosti, přepne zdroj referenčního napětí do opačné polarity. Je jasné, že na výstupu zdroje referenčního napětí je napětí pravoúhlého průběhu. To znamená, že na výstupu integrátoru je napětí trojúhelníkovitého průběhu, zatímco na výstupu zdroje referenčního napětí je napětí pravoúhlého průběhu. Zjednodušené typické zapojení generátorů funkcí s operačními zesilovači je na obr. 123.



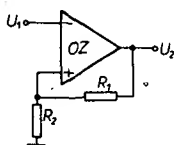
Obr. 123. Základní zapojení generátoru funkcí

Důležitým prvkem generátoru funkcí je komparátor. Jako komparátor se nejvíce používá Schmittův klopný obvod, realizovaný operačním zesilovačem. Dále si vysvětlíme činnost tohoto obvodu. Výstup Schmittova klopného obvodu se v provozu stále nachází buď v kladné nebo záporné saturaci. Tento stabilní stav (je-li na invertujícím vstupu nulové napětí) je zajištěn kladnou zpětnou vazbou z výstupu do neinvertujícího vstupu. Bude-li v daném okamžiku mít výstupní napětí např. kladnou polaritu (v saturovaném stavu bývá při napájecím napětí  $\pm 15 \text{ V}$  na výstupu běžných monolitických operačních zesilovačů napětí  $\pm 12$  až  $\pm 13 \text{ V}$ ), přenešeme se na neinvertující vstup výstupní napětí operačního zesilovače, zmenšené ve stejném poměru jako je poměr  $R_2:R_1$ . Toto kladné napětí bude udržovat výstup zesilovače v kladné saturaci. Budeme-li nyní na neinvertující vstup přivádět plynule se zvětšující kladné napětí, dostane se obvod nutně do stavu, kdy se napětí na obou vstupech vyrovná a posléze bude invertující vstup polarizován kladněji, než vstup neinvertující. V okamžiku, kdy bude invertující vstup jen nepatrně „kladnější“ (zesilovač pracuje s plným zesílením), začne se napětí na výstupu zesilovače měnit směrem k saturačnímu napětí druhé polarity. Jakmile se začne zmenšovat kladné napětí na výstupu zesilovače, musí se zmenšovat i napětí na neinvertujícím

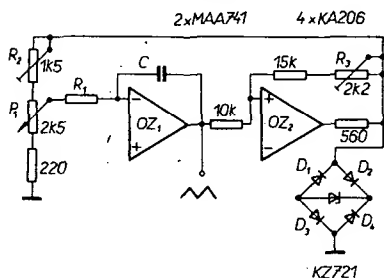
vstupu, což má za následek další zvětšení rozdílu napětí mezi vstupy zesilovače. Tento jev pokračuje lavinovitě až do okamžiku, kdy se výstup zesilovače dostane do saturačního stavu v záporné polaritě. Podobný pochod probíhá při přechodu zesilovače ze záporné saturace do kladné. V tomto případě však musíme na invertující vstup přivést záporné napětí. Důležitým parametrem Schmittova klopného obvodu je hystereze, což je rozdíl napětí, při nichž přechází klopný obvod z jednoho saturačního stavu do druhého a zpět. Hystereze Schmittova klopného obvodu, uvedeného na obr. 124, je určena vztahem

$$U_H = [(+U_{sat}) - (-U_{sat})] \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

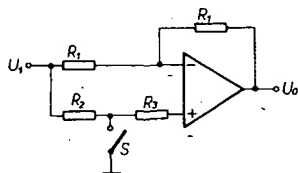
Z uvedeného vztahu je ihned vidět, že hysterezi Schmittova klopného obvodu



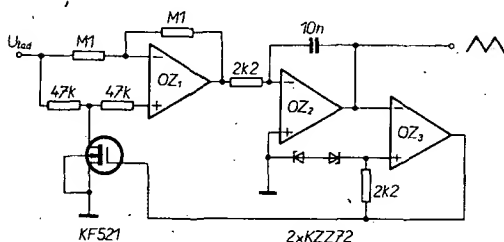
Obr. 124. Zapojení Schmittova klopného obvodu



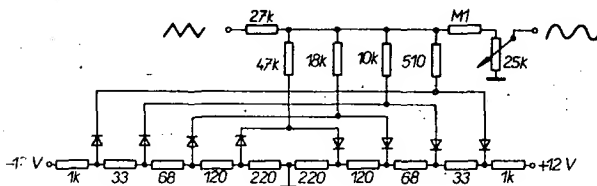
Obr. 125. Zapojení generátoru funkcí s omezovačem



Obr. 126. Obvod s přenosem jedna



Obr. 127. Zapojení generátoru funkcí laděného vnějším napětím

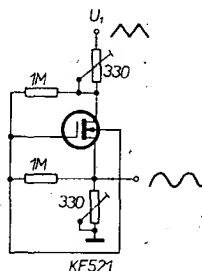


můžeme snadno měnit změnou velikosti jednoho z odporů. Tato skutečnost může být využito u funkčních generátorů k jednoduchému řízení amplitudy.

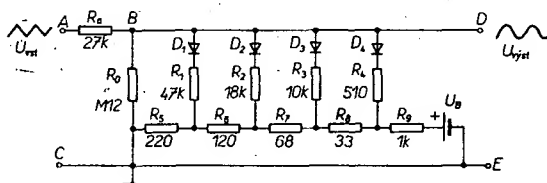
Vraťme se nyní k zapojení na obr. 123. Operační zesilovač OZ2 pracuje jako integrátor a zesilovač OZ1, současně jako komparátor a zdroj referenčního napětí. Jedno referenční napětí je  $+U_{sat}$  a druhé je  $-U_{sat}$ . Zde je ihned vidět určitá nedokonalost uvedeného zapojení: saturační napětí operačních zesilovačů jsou zřídka kdy dokonale symetrická. Na výstupu zesilovače OZ1 (bod A) je napětí pravouhlého průběhu se střídou přibližně 1:1, jehož amplituda je rovna součtu absolutních hodnot obou saturačních napětí (kladné a záporné polarity). Trojúhelníkový signál je na výstupu zesilovače Z2 (bod B). Jeho kmitočet, který je vždy stejný jako kmitočet pravouhlého signálu, bude při konstantní amplitudě závislý na velikosti odporu  $R_3$  a kapacitě kondenzátoru C. Amplituda napětí trojúhelníkovitého průběhu je určena poměrem velikosti odporů  $R_1$  a  $R_2$ . Pokud platí pro zesilovač OZ1, že  $|+U_{sat}| = |-U_{sat}|$ , potom bude pro mezivrcholovou hodnotu napětí trojúhelníkovitého průběhu platit následující vztah

$$U_A = +U_{sat} \frac{2R_1}{R_2}$$

Abychom dosáhli přesně symetrického výstupního napětí trojúhelníkovitého průběhu, tj. střídý pravouhlého napětí přesně 1:1, museli bychom komparátor osadit operačním zesilovačem vybraným tak, aby měl kladné i záporné saturační napětí stejné. Tento požadavek lze v praxi těžko realizovat, proto se tento problém řeší použitím symetrického omezovače. Zapojení generátoru funkcí vybaveného omezovačem je na obr. 125. Diodový můstek přepíná Zenerovu diodu podle okamžité polarity na výstupu komparátoru tak, že při kladné polaritě vedou  $D_2$  a  $D_3$  a při záporné polaritě  $D_1$  a  $D_4$ . Tímto způsobem je Zenerova dioda vždy polarizována tak, že v uvedeném zapojení pracuje jako symetrický omezovač. Velikost napětí (mezivrcholovou hodnotu) trojúhelníkovitého průběhu lze přesně nastavit na 10 V volbou odporu  $R_3$ . Kmitočet výstupního signálu je řízen potenciometrem  $P_1$  v poměru 1:10. Uvedený poměr je možné nastavit přesně volbou odporu  $R_1$ . Kmitočtový rozsah se nastavuje hrubě přepínáním kondenzátorů C.

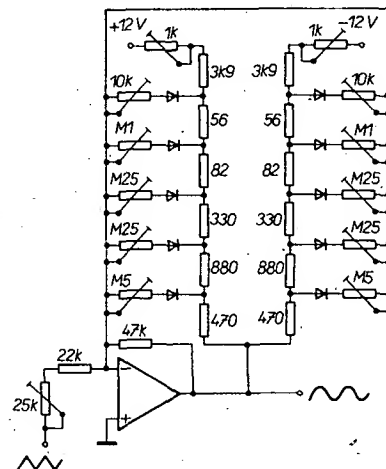


Obr. 128. Převodník trojúhelníkovitého signálu s tranzistorem MOSFET

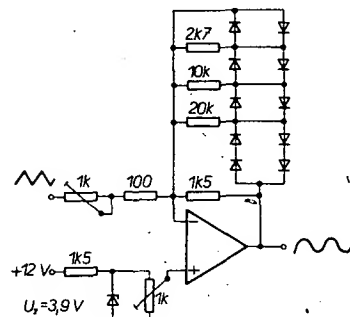


Obr. 132. Převodník trojúhelníkovitého signálu s pasivní diododopporovou sítí

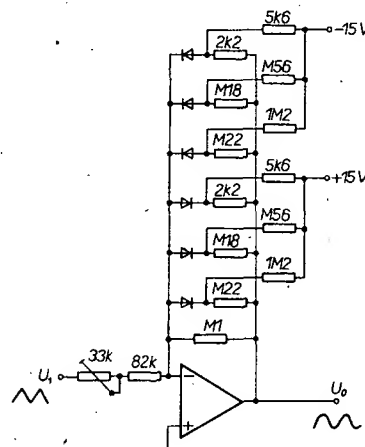
Jak jsme se již dříve zmínili, kmitočet generátoru funkcí (např. obr. 125) je řízen napětím, které ovšem musí stále (během každého cyklu) měnit polaritu. To je také důvod, proč se toto řídicí napětí odebrá (po omezení na definovanou amplitudu) z výstupu komparátoru. Stejněho výsledku můžeme dosáhnout, budeme-li kmitočet generátoru řídit vnějším napětím, u něhož budeme komparátorem a dalšími



Obr. 129. Převodník trojúhelníkovitého signálu s diododopporovou sítí ve zpětné vazbě operačního zesilovače



Obr. 130. Jednodušší převodník trojúhelníkovitého signálu



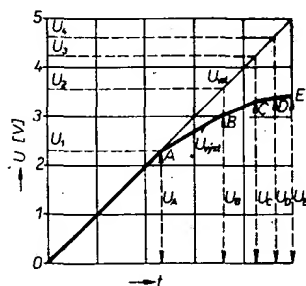
Obr. 131. Jednoduchý převodník trojúhelníkovitého signálu

obvody měnit polaritu. Jednou z mnoha možností je použít obvod na obr. 126. Činnost tohoto obvodu je velmi jednoduchá. Pokud je spínač S sepnut, obvod se chová jako invertor. Neinvertující vstup je uzemněn přes odpor  $R_3$ . Zdroj signálu  $U_1$  je zatěžován paralelní kombinací odporů  $R_1$  a  $R_2$ . Výstupní napětí v tomto případě bude tedy  $U_0 = -U_1$ . Jiná situace ovšem nastane, bude-li spínač S rozpojen. Napětí  $U_1$  bude pak také na neinvertujícím vstupu (protože do neinvertujícího vstupu operačního zesilovače neteče žádný proud, a proto na  $R_2$  a  $R_3$  nevzniká úbytek napětí). V tomto případě však musí být napětí  $U_1$  také na invertujícím vstupu (mezi vstupy operačního zesilovače je nulový rozdíl napětí). To znamená, že ani odporem  $R_1$  neteče žádný proud, a proto i na výstupu operačního zesilovače bude  $U_0 = U_1$ . V praxi se volí přibližně  $R_2 = R_3$  a  $R_2 + R_3 = R_1$ .

Na obr. 127 je zapojení funkčního generátoru laděného vnějším napětím. Komparátor, vybavený bipolárním omezovačem, řídí svým výstupem řídicí elektrodu tranzistoru typu MOSFET, který zde nahrazuje spínač S z obr. 126. Pokud záleží na linearity převodu  $U_{\text{lad}} \rightarrow U_{\text{vyst}} \rightarrow U_0$ , je nutné, aby zdroj napětí  $U_{\text{lad}}$  měl malou impedanci (např. výstup operačního zesilovače).

Jak jsme se již zmínili, generátor funkcí má dva základní průběhy: pravoúhlý a trojúhelníkovitý. V měřicí technice je ovšem zcela běžné používat i napětí sinusové. U obvyklých funkčních generátorů se sinusové napětí nevyskytuje přímo na výstupech základního generátoru, ale získává se většinou úpravou trojúhelníkovitého napětí. Tento způsob generování sinusového napětí má jednu velkou přednost: je totiž možné tímto způsobem generovat sinusové napětí o velmi nízkých kmitočtech, které se jinak generují s velkými potížemi. Jednoduchý a všeobecně známý způsob převodu napětí trojúhelníkovitého na sinusové využívá závislosti proudu, tekoucího kanálem unipolárních tranzistorů, na přiloženém napětí  $U_1$ . Princip tohoto zapojení je uveden na obr. 128 [1].

Další možností, jak převést napětí o trojúhelníkovém průběhu na napětí sinusového průběhu, je použít metodu postupných aproximací. Na obr. 129 je uvedeno základní zapojení využívající zmíněné metody – operační zesilovač má ve zpětné vazbě diodoodporovou matici. V tomto případě bylo dosaženo nelineárního zkreslení sinusového signálu menšího než 0,6 % [2]. Poněkud jednodušeji je realizován převodník na obr. 130 [3] a na obr. 131 [4]. Převodník „trojúhelník-sinus“ je pochopitelně možné realizovat i pasívní diodoodporovou sítí podle obr. 132. Výhodou tohoto zapojení je jeho kmitočtová nezávislost. Pro uvedené zapojení se uvádí nelineární zkreslení asi 1,5 % [5]. Funkci převodníku si vysvětlíme na základním zapojení na obr. 133. Dvoj-pól mezi body B a C je tvořen základním



Obr. 134. Převodní charakteristika pasívního převodníku trojúhelník-sinusovka

odporem  $R_0$  a řadou dalších odporů  $R_1$  až  $R_4$ , které jsou připojeny přes diody  $D_1$  až  $D_4$ . Tyto diody mají různé předpětí v závěrném směru postupně většími napětími ze zdroje  $U_B$  a z odporového děliče  $R_5$  až  $R_9$ . Každá z diod tedy sepně, až když napětí na svorkách B-C bude větší než její předpětí. Proto má výsledný dvoj-pól převodní charakteristiku ve tvaru lomeného průběhu podle obr. 134, v němž zlomy odpovídají předpětí jednotlivých diod a sklon mezi-  
lehlých úseků je přibližně dán poměrem odporu  $R_0$  k paralelnímu spojení základního odporu  $R_0$  se všemi odpory, jejichž diody jsou již otevřeny.

Při vhodné volbě odporů a předpětí lze tímto zapojením aproximovat libovolnou monotónně stoupající nebo klesající charakteristiku. S konkrétními (obr. 132) odpory je právě možno dosáhnout stupňovitěho napodobení sinusového průběhu. Jak je možné se jednoduše přesvědčit, budou jednotlivá napětí  $U_n$  následující

$$\begin{aligned} U_1 &= 2,29 \text{ V}, \\ U_2 &= 3,54 \text{ V}, \\ U_3 &= 4,25 \text{ V}, \\ U_4 &= 4,59 \text{ V}. \end{aligned}$$

V úseku  $U_{\text{vst}} = 0$  až 2,29 V bude tedy přibližně platit

$$U_{\text{vyst}} = U_{\text{vst}} \frac{R_0}{R_0 + R_0} = U_{\text{vst}}.$$

Potom  $U_{\text{vyst}}$  pro  $U_{\text{vst}} = 2,29 \text{ V}$  bude  $U_A = 2,29 \text{ V}$ .

V úseku  $U_{\text{vst}} = 2,29$  až 3,54 V bude platit vztah

$$U_{\text{vyst}} = (U_{\text{vst}} - U_1) \frac{R_1 \parallel R_0}{R_0 + (R_1 \parallel R_0)} + U_A$$

(Pozn.  $R_1 \parallel R_0$  znamená výslednou hodnotu odporu, která je určena paralelním spojením  $R_1$  a  $R_0$ .)

Potom  $U_{\text{vyst}}$  pro  $U_{\text{vst}} = 3,54 \text{ V}$  bude  $U_B = 3,08 \text{ V}$ .

V úseku  $U_{\text{vst}} = 3,54$  až 4,25 V bude platit vztah

$$U_{\text{vyst}} = (U_{\text{vst}} - U_2) \frac{R_2 \parallel R_1 \parallel R_0}{R_0 + (R_2 \parallel R_1 \parallel R_0)} + U_B.$$

V tomto případě  $U_{\text{vyst}}$  pro  $U_{\text{vst}} = 4,25 \text{ V}$  bude  $U_C = 3,31 \text{ V}$ . Dále v úseku  $U_{\text{vst}} = 4,25$  až 4,59 V bude platit

$$U_{\text{vyst}} = (U_{\text{vst}} - U_3) \frac{R_3 \parallel R_2 \parallel R_1 \parallel R_0}{R_0 + (R_3 \parallel R_2 \parallel R_1 \parallel R_0)} + U_C.$$

Potom  $U_{\text{vyst}}$  pro  $U_{\text{vst}} = 4,59 \text{ V}$  bude  $U_D = 3,37 \text{ V}$ .

Konečně v úseku  $U_{\text{vst}} = 4,59 \text{ V}$  až  $U_{\text{vst max}}$  bude platit

$$\begin{aligned} U_{\text{vyst}} &= (U_{\text{vst max}} - U_4) \frac{R_4 \parallel R_3 \parallel R_2 \parallel R_1 \parallel R_0}{R_0 + (R_4 \parallel R_3 \parallel R_2 \parallel R_1 \parallel R_0)} + U_D. \end{aligned}$$

Pokud např. zvolíme  $U_{\text{vst max}} = 5 \text{ V}$  (je jasné, že musí platit  $U_{\text{vst max}} > U_4$ ), potom  $U_{\text{vyst}}$  pro  $U_{\text{vst}} = 5 \text{ V}$  bude  $U_E = 3,38 \text{ V}$ . Při výpočtu napětí  $U_A, U_B, U_C, U_D$  a  $U_E$  byl vzat v úvahu i vliv odporového děliče, který vytváří potřebné předpětí diody. Vliv děliče se výrazněji projeví pouze v úseku  $U_{\text{vst}} = 4,59$  až  $U_{\text{vst max}}$ . Naopak byl zanedbán vliv odporu  $R_0$  (tj.  $R_0 = \infty$ ). Budeme-li předpokládat, že se  $U_{\text{vst}}$  lineárně zvětšuje s časem, potom  $U_{\text{vyst}}$  bude záviset na čase podle obr. 134. Jak je z tohoto obrázku zřejmé,  $U_{\text{vyst}}$  sleduje přibližně čtvrtperiodu sinusového průběhu. Pokud vstupní napětí bude mít v čase trojúhelníkovitý průběh s amplitudou  $\pm 5 \text{ V}$ , potom výstupní napětí bude mít přibližně sinusový průběh (s použitím zapojení na obr. 132).

Na tomto místě je nutno poznamenat, že výše uvedený rozbor je zjednodušený a platí proto jen přibližně (např. byly zanedbány úbytky napětí na jednotlivých diodách). Rozbor slouží pouze k lepšímu pochopení funkce převodníku, neboť převodník tohoto typu je použit v dále popísaném stavebním návodu na generátor funkcí. Uvedený rozbor může případně posloužit těm, kteří by chtěli realizovat převodník s jiným tvarem výstupního napětí.

## Jednoduchý generátor funkcí

V profesionální i amatérské praxi se velmi často potřebují signální generátory s různými průběhy výstupních signálů, jako např. se sinusovým, pravoúhlým, trojúhelníkovitým apod. Konstruovat pro každý průběh samostatný generátor je velmi neekonomické. Navíc v některých případech je realizace např. sinusových generátorů velmi obtížná. Dále uvedený popis funkčního generátoru řeší jednoduchým způsobem potřebu generátoru s různým tvarem výstupního signálu. Některé parametry (jako např. zkreslení výstupního sinusového signálu) sice nedosahují úrovně speciálních generátorů, avšak jednoduchost konstrukce může v běžné praxi vyvážit některé horší technické parametry.

### Popis funkce

Praktické zapojení jednoduchého generátoru funkcí je na obr. 135. Činnost zapojení přesně odpovídá předchozímu výkladu. Operační zesilovač IO<sub>1</sub> plní funkci integrátoru; zatímco IO<sub>2</sub> zde pracuje současně jako komparátor a zdroj referenčního napětí. Jemně (plynule) se kmitočet generátoru mění změnou výstupního napětí Schmittova klopného obvodu (IO<sub>2</sub>) potenciometrem P<sub>1</sub>. Výstupní napětí z potenciometru P<sub>1</sub> je potom přivedeno na invertující vstup integrátoru (IO<sub>1</sub>). Kmitočet můžeme přibližně určit ze vztahu

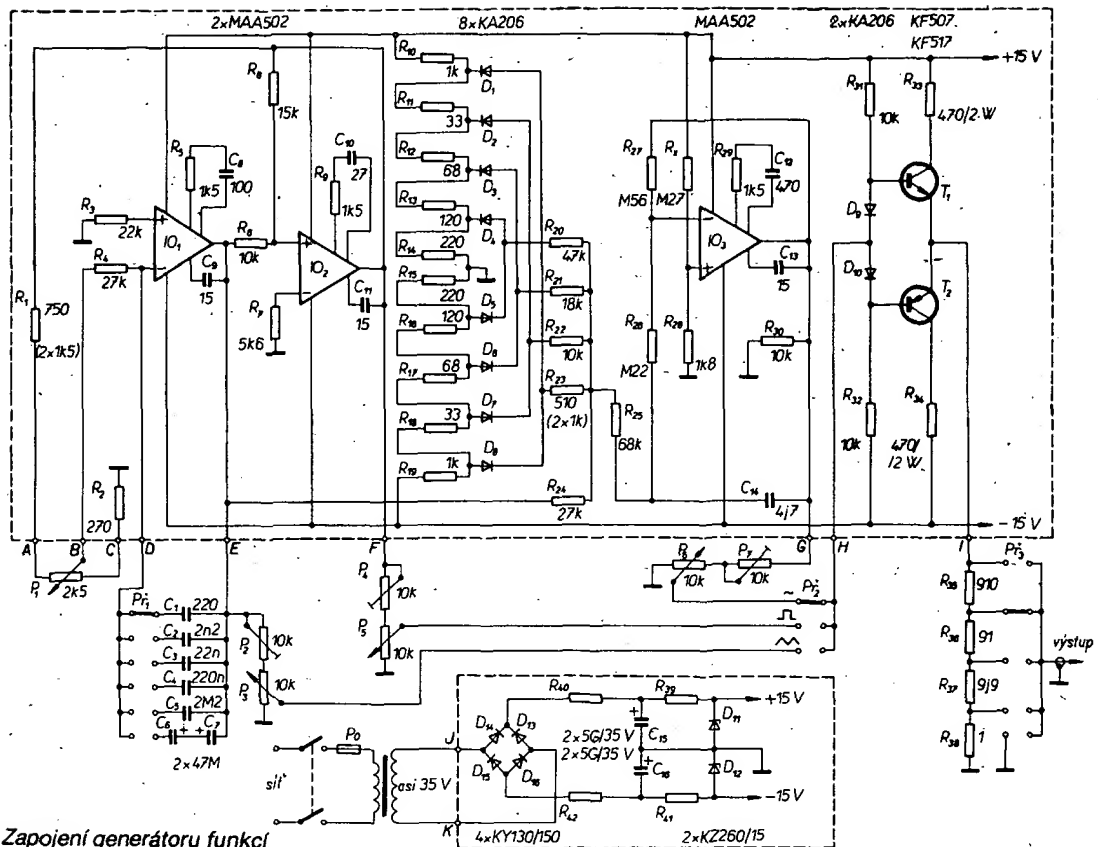
$$f = \frac{U_{\text{vst}}}{4U_H R_4 C_n}$$

$$n = 1 \text{ až } 7,$$

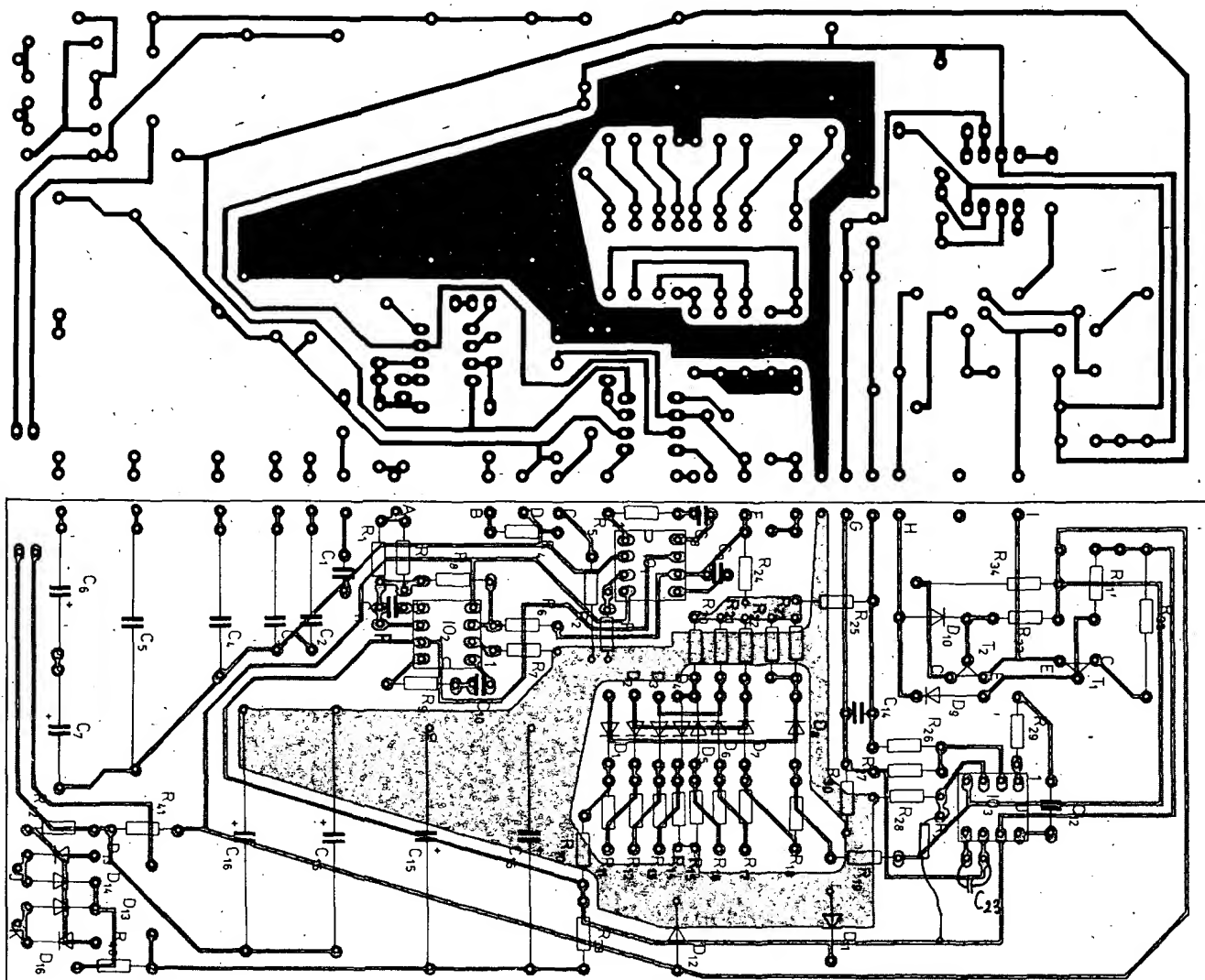
$U_{\text{vst}}$  amplituda napětí v bodě B,  
 $U_H$  hystereze klopného obvodu (asi 10 V)

V uvedeném zapojení není na výstupu klopného obvodu použit symetrický omezovač. Je proto vhodné vybrat operační zesilovač IO<sub>2</sub> tak, aby co nejpevněji platilo  $|+U_{\text{sat}}| = |-U_{\text{sat}}|$ . Jen tak dosáhneme toho, že výstupní napětí bude mít přesně trojúhelníkovitý průběh, tj. že střída výstupního pravoúhlého napětí bude přesně 1:1. Pochopitelně je také možné uvedené zapojení doplnit symetrickým omezovačem tak, jak je to uvedeno na obr. 125. Aby byla stavba generátoru co nejjednodušší, nejsou v uvedeném zapojení použity obvody, které by umožňovaly kmitočtovou nebo amplitudovou modulaci výstupních signálů. Kmitočtovou modulaci můžeme jednoduše realizovat tak, že nahradíme dělič napětí  $R_1, P_1, R_2$  přechodem drain-source tranzistoru typu MOSFET a na řídicí elektrodu tohoto tranzistoru přivádíme modulační signál.

Abychom zajistili co největší stabilitu kmitočtu výstupního signálu, je nutno



Obr. 135. Zapojení generátoru funkcí



Obr. 136. Deska s plošnými spoji s rozložením součástek generátoru funkcí (Q204)



věnovat velkou pozornost výběru integračních kondenzátorů ( $C_1$  až  $C_7$ ). Vhodné jsou např. styroflexové kondenzátory. Největší problém nastává při výběru kondenzátoru pro nejnižší kmitočtový rozsah – potřebujeme kondenzátor o kapacitě 22  $\mu\text{F}$ . Při nižších požadavcích na stabilitu kmitočtu výstupního signálu je možné použít dva proti sobě zapojené elektrolytické kondenzátory, v opačném případě je třeba použít kondenzátory MP. Za vlastním generátorem funkcí následuje převodník napětí trojúhelníkovitého průběhu na průběh sinusový. Převodník pracuje na základě metody postupných aproximací ve čtyřech stupních s diodami s předpětím. Odpor  $R_{11}$  až  $R_{19}$  tvoří odporový dělič napětí, který vytváří potřebné předpětí pro jednotlivé stupně. Odpor  $R_{20}$  až  $R_{23}$  určují strmost jednotlivých aproximačních stupňů. Použité odpory musí mít podle možnosti malé tolerance nebo musí být vybrány z většího počtu odporů.

Za převodníkem je zapojen operační zesilovač  $IO_3$  jednak proto, aby odporová matice s diodami v převodníku nebyla zatěžována, jednak aby byl sinusový signál zesílen na potřebnou úroveň. Napětové zesílení A invertujícího zesilovače můžeme nastavit vhodnou volbou odporu  $R_{27}$ . Vhodnou volbou  $R_x$  (v neinvertujícím vstupu  $IO_3$ ) je možné nastavit nulovou výstupní úroveň bez vstupního signálu. K dosažení dostatečně malé výstupní impedance je na výstup generátoru funkcí zapojen koncový zesilovač osazený kompletními tranzistory. Napětové zesílení koncového stupně je přibližně rovné jedné. Na tomto místě je vhodné upozornit, že koncový stupeň byl realizován tak, že slouží spíše k oddělení zátěže od vlastního generátoru, než k výkonovým účelům. Pokud budeme chtít používat koncový zesilovač k výkonovým účelům, musí být tranzistory opatřeny potřebnými chladiči.

Za koncovým stupněm následuje čtyřstupňový dekadický útlumový článek, který umožňuje bez problému nastavit malé výstupní napětí (řádové milivolty). Odpor použité v tomto děliči musí mít co nejmenší tolerance. Pokud by tomu tak nebylo, nebyl by přesně zachován dělicí poměr. Jak jsme se již zmínili, je možné pomocí tranzistoru typu MOSFET kmitočtově modulovat výstupní signál. Je zřejmé, že pomocí stejného typu tranzistoru lze realizovat amplitudovou modulaci. V tomto případě je vhodné tranzistor MOSFET zapojit jako proměnný odpor před koncovým stupeň. Vhodné podněty jsou např. uvedeny v práci [6].

Poslední částí funkčního generátoru je napájecí zdroj. Bylo použito jednoduché zapojení stabilizátoru napětí se Zenerovými diodami. V našem případě toto zapojení plně postačuje. Jako síťový transformátor vyhoví jakýkoli typ, který má sekundární vinutí asi 32 až 34 V. Výstupní napětí se symetrizuje pomocí Zenerových diod. Odpadá tak nutnost použít transformátor se střední odbočkou (případně s dvojitým sekundárním napětím).

#### Stavba generátoru

Stavba generátoru je velmi jednoduchá. Většina součástek je zapájena do desky s plošnými spoji (obr. 136). Pouze součástky, které jsou nakresleny vně orámané části zapojení generátoru (obr. 135) jsou umístěny mimo desku s plošnými spoji. Jedná se o všechny přepínače, potenciometry, odporové trimry a odpory ve výstupním dekadickém děliči napětí. Tyto součástky jsou připevněny např. k panelu nebo subpanelu generátoru. Výjimku tvoří pouze odpory v dekadickém

děliči, které jsou připájeny přímo na přepínač. Jako přepínač volby tvaru výstupního signálu je nejlépe použít tři závislá tlačítka Isostat. Pochopitelně můžeme použít jakýkoli jiný přepínač, který je pro tuto funkci vhodný.

#### Nastavení

Nastavení generátoru je stejně jednoduché jako jeho stavba. Neprve nastavíme amplitudy výstupních napětí na správnou úroveň. Potenciometry  $P_3$ ,  $P_5$ ,  $P_6$  „vytočíme“ naplno (maximální výstupní signál). Přepínač volby tvaru výstupního signálu přepneme do polohy, při které bude na výstupu napětí pravouhlého průběhu. Na výstupní svorky generátoru připojíme měřič úrovně výstupního napětí (osciloskop, ní voltmetr). Trimrem  $P_4$  pak nastavíme vhodnou základní amplitudu výstupního signálu (např. 5 V). Tento postup analogicky zopakujeme pro výstupní signál trojúhelníkovitého průběhu (trimr  $P_2$ ) a pro sinusový (trimr  $P_7$ ).

Zbývá kalibrovat potenciometr  $P_1$ , který určuje kmitočet rozsahů. Pokud byly vybrány kondenzátory, které určují kmitočet s malou tolerancí, potom bude kalibrace stejná i pro ostatní rozsahy. Je pochopitelné, že přístroj je nevhodnější kalibrovat čítačem. V nouzi ovšem vyhoví běžný osciloskop. Na nejnižších kmitočtech můžeme přístroj kalibrovat stopkami.

Pokud mají kondenzátory, které určují kmitočet generátoru uvedenou toleranci, potom budou kmitočtové rozsahy v jednotlivých polohách přepínače:

- I: 0,05 až 0,5 Hz,
- II: 0,5 až 5 Hz,
- III: 5 až 50 Hz,
- IV: 50 až 500 Hz,
- V: 500 Hz až 5 kHz,
- VI: 5 až 50 kHz.

Podobně, byla-li dodržena tolerance odporů ve výstupním dekadickém děliči, potom bude pro jednotlivé stupně platit následující dělicí poměr

- I: 1 :  $10^0$ ,
- II: 1 :  $10^{-1}$ ,
- III: 1 :  $10^{-2}$ ,
- IV: 1 :  $10^{-3}$ .

#### Seznam součástek

Odporů (není-li uvedeno jinak, jsou typu TR 112a)

$R_1$	750 $\Omega$ (2 $\times$ )	$R_{16}$	120 $\Omega$
$R_2$	270 $\Omega$	$R_{17}$	68 $\Omega$
$R_3$	22 k $\Omega$	$R_{18}$	33 $\Omega$
$R_4$	27 k $\Omega$	$R_{19}$	1 k $\Omega$
$R_5$	1,5 k $\Omega$	$R_{20}$	47 k $\Omega$
$R_6$	10 k $\Omega$	$R_{21}$	18 k $\Omega$
$R_7$	5,6 k $\Omega$	$R_{22}$	10 k $\Omega$
$R_8$	15 k $\Omega$	$R_{23}$	500 $\Omega$ (2 $\times$ )
$R_9$	1,5 k $\Omega$	$R_{24}$	27 k $\Omega$
$R_{10}$	1 k $\Omega$	$R_{25}$	68 k $\Omega$
$R_{11}$	33 $\Omega$	$R_{26}$	0,22 M $\Omega$
$R_{12}$	68 $\Omega$	$R_{27}$	0,56 M $\Omega$
$R_{13}$	120 $\Omega$	$R_{28}$	1,8 k $\Omega$
$R_{14}, R_{15}$	220 $\Omega$	$R_{29}$	1,5 k $\Omega$
		$R_{30}, R_{31}, R_{32}$	10 k $\Omega$
$R_{33}, R_{34}$	TR 154, 470 $\Omega$		
$R_{35}$	TR 161, 910 $\Omega$		
$R_{36}$	TR 161, 91 $\Omega$		
$R_{37}$	TR 144, 9,9 $\Omega$		
$R_{38}$	TR 144, 1 $\Omega$		
$R_{39}$	TR 151, 22 $\Omega$		
$R_{40}$	TR 151, 47 $\Omega$		
$R_{41}$	TR 151, 22 $\Omega$		
$R_{42}$	TR 151, 47 $\Omega$		
$R_x$	TR 112a, 0,27 M $\Omega$		

Potenciometry a odporové trimry

$P_1$	TR 280, 2,5 k $\Omega$
$P_2, P_4, P_7$	TP 110, 10 k $\Omega$
$P_3, P_5, P_6$	TP 280, 10 k $\Omega$

Kondenzátory

$C_1$	TK 754, 220 pF
$C_2$	TC 281, 2,2 nF
$C_3$	TC 235, 22 nF

$C_4$	TC 180, 0,22 $\mu\text{F}$
$C_5$	TC 180, 2 $\mu\text{F}$
$C_6, C_7$	TE 981, 50 $\mu\text{F}$
$C_8$	TK 754, 100 pF
$C_9$	TK 754, 15 pF
$C_{10}$	TK 754, 27 pF
$C_{11}, C_{13}$	TK 754, 15 pF
$C_{12}$	TK 754, 470 pF
$C_{14}$	TK 754, 4,7 pF
$C_{15}, C_{16}$	TE 986, 500 $\mu\text{F}$ (4 $\times$ )

Polovodičové prvky

$IO_1, IO_2, IO_3$	MAA502
$T_1$	KF507
$T_2$	KF517
$D_1$ až $D_{10}$	KA206
$D_{11}, D_{12}$	KZ260/15
$D_{13}$ až $D_{16}$	KY130/50

Přepínače

$Pr_1, Pr_3$	WK 533 35
$Pr_2$	Isostat

#### Literatura

- [1] Pučelík, J.: Nelineární převodník obdélníkového napětí na sinusové s tranzistorem MOS KF521. ST 1/74, s. 3.
- [2] Štořko, B.: Funkční generátor s čs. integrovanými obvody. ST 5/76, s. 181.
- [3] Orr, T.; Thomas, D. W.: Electronic Sound Synthesizer. Wireless World č. 1454/73.
- [4] Kryška, L.; Zuska, J.: AR B6/77, s. 216.
- [5] Schrickel, E.: Einfacher und vielseitiger Funktionsgenerator. Funkamateur 3/81, s. 130.
- [6] Kuhne, H.: Der MosFET SM103 als steuerbarer Widerstand. Funkamateur 4/2, s. 177.
- [7] Konečný, J.: Generátor periodických signálů využívající diferenční integrátor. ST 5/75, s. 185.
- [8] Lukeš, L.: Obvody s polovodičovými diodami. SNTL: Praha 1965.

#### Selektory hudby

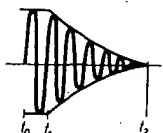
Velmi často je zapotřebí nějakým způsobem rozlišit elektronickou cestou hudbu od řeči. Typickým příkladem může být nahrávání hudebních pořadů z magnetofonu. Mezi jednotlivými hudebními čísly jsou často mluvené vložky. Tyto úseky v nahrávce je pak nutné dodatečně vymazat. Ideální by jistě bylo, kdyby se nahrávání automaticky zastavilo při každém mluveném vstupu. Přitom není nutné, aby se nahrávání zastavilo okamžitě, stačí po nějaké době. Vzniká přirozené časové oddělení jednotlivých hudebních čísel. Dalším příkladem může být zahraniční rozhlasové vysílání. Pokud nerozumíme příslušnému jazyku, působí mluvené pasáže velmi nepříjemně. I v tomto případě by bylo ideální, kdyby se tehdy, kdy začíná mluvená část, zmenšila hlasitost reprodukce.

Dále popisovaný selektor hudby se snaží alespoň částečně tento problém řešit. I když toto zařízení nespĺňuje zcela ideálně požadavek 100 % rozlišení hudebních pořadů od mluvených, bude jistě přínosem. Jsou popsány dva typy hudebních selektorů, pracujících na rozličných principech. Jednak je to typ, který využívá té skutečnosti, že v řeči se mezi jednotlivými slovy vyskytují mezery. Dále je to typ, který vychází z faktu, že většina hudebních nástrojů má přirozené doznívání, zatímco při mluveném pořadu je doznívání minimální.

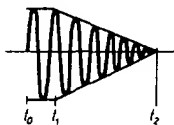
- [9] Schreiber, H.: Elektronische Sprachsperrung. Funkschau 2/78.

Technicky nejjednodušší způsob jak rozlišit zda se jedná o hudbu nebo řeč, je vyhodnotit četnost mezer v akustickém signálu. Při hudbě vznikají tyto mezery jen velmi zřídka, zatímco při řeči po každém slově. Umělovací obvod, kterým je založen na uvedeném principu, generuje během každé mezery (nebo na jejím konci) krátký impuls. Integraci těchto impulsů vzniká stejnosměrné napětí, které se zvětšuje se zvětšující se četností mezer. Toto stejnosměrné napětí potom od jisté prahové úrovně ovládá vlastní vypínací obvod. Hudbu tento systém vyhodnotí správně, pokud bude prahová úroveň detektoru mezer pod úrovní nejtišší pasáže v hudebním signálu (pianissimo). Řeč bude identifikována správně, pokud bude prahová úroveň detektoru mezer pod úrovní základního šumu v akustickém signálu. Pokud se ovšem bude jednat například o reportáž ze sportovního prostředí nebo o řeč, která je doplněna hudebním doprovodem, může metoda mezer selhat.

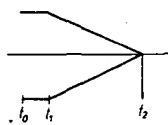
Lepších výsledků je možné dosáhnout, bude-li se místo četnosti mezer v akustickém signálu vyhodnocovat dozvuk, který vzniká vždy, pokud se jedná o hudbu (doznívající struny hudebních nástrojů, rezonující části některých hudebních nástrojů, dozvuk v koncertním sále atd.). Naproti tomu, pokud se jedná o řeč snímanou přímo mikrofonem (zprávy, různá hlášení atd.), bude dozvuk značně menší. Dozvuk si můžeme v tomto případě představit jako tlumené oscilace (obr. 76). Jak je známo, tlumené oscilace mají amplitudu, která se exponenciálně zmenšuje. Z tohoto důvodu je vhodné z hlediska dalšího použití žádaný signál nejprve zesílit v zesilovači s logaritmickým průběhem zesílení (v závislosti na velikosti vstupního signálu). Tímto způsobem je tedy linearizován exponenciální průběh doznívajícího signálu (obr. 77) – obálka doznívajícího tónu, který byl generován od času  $t_0$  do času  $t_1$ , je na obr. 78.



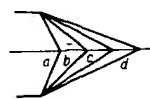
Obr. 76. Exponenciální pokles amplitudy doznívajícího signálu



Obr. 77. Linearizovaný průběh amplitudy doznívajícího signálu



Obr. 78. Obálka linearizovaného doznívajícího signálu



Obr. 79. Obálky linearizovaných doznívajících signálů s různou dobou doznívání

Od času  $t_1$  do času  $t_2$  probíhá dozívání. Na obr. 79 jsou obálky signálů s různou dobou dozívání (průběhy jsou linearizovány). Princip metody spočívá v tom, že vyhodnotí strmost, s níž se zmenšuje amplituda dozívajícího signálu. Pokud je strmost velká (případ a), odpovídá to pauzám v řeči. Pokud je strmost malá (případ d), odpovídá to dozvuku v hudbě. Je tedy nyní nutné použít takového detektoru, na jehož výstupu vzniká impuls s amplitudou, která je úměrná strmosti obálky. Integraci takto vzniklých impulsů obdržíme stejnosměrné napětí úměrné strmosti poklesu dozívajícího signálu. Toto stejnosměrné napětí potom od jisté prahové úrovně ovládá vlastní vypínací obvod.

### Jednoduchý selektor hudby

Dále uvedené zapojení pracuje na principu vyhodnocení četnosti mezer v akustickém signálu. Zapojení (obr. 80) je navrženo tak, aby selektor mohl být zapojen mezi výstup z demodulátoru běžného rozhlasového přijímače (výstup pro magnetofon) a vstup nízkofrekvenčního zesilovače. Vzhledem k tomu, že vstupní napětí z kmitočtového demodulátoru bývá v rozmezí 100 až 500 mV, a dále, že při hudbě musíme počítat s dynamickým rozsahem asi 40 dB, je nutné zajistit dostatečné zesílení 50 dB. Jen tak totiž můžeme zajistit, že při tichých hudebních pasážích detektor mezer vyhodnotí správně vstupní signál jako hudbu.

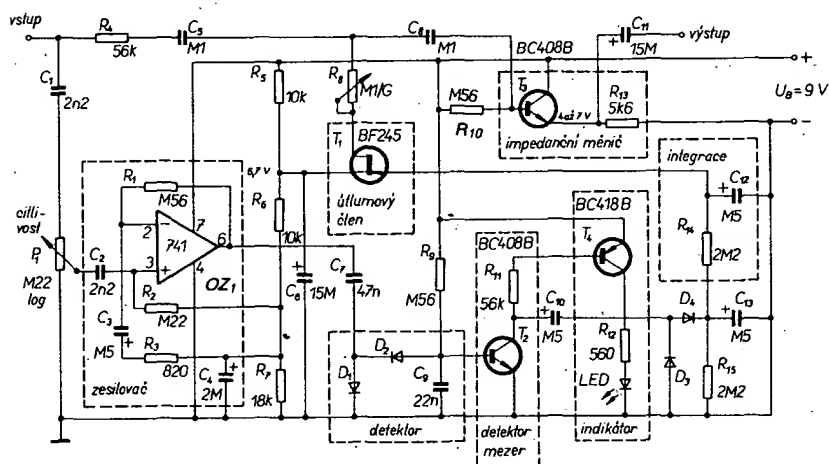
V zapojení na obr. 80 je k zesílení vstupního signálu použit operační zesilovač OZ<sub>1</sub>. Dolní mezní kmitočet zesilovače je asi 100 Hz a je určen volbou kapacit kondenzátorů  $C_1$ ,  $C_2$  a  $C_3$ . Omezení ze strany nízkých kmitočtů zlepšuje odolnost zařízení proti rušení nízkými kmitočty (brum). Ze strany vyšších kmitočtů je omezení určeno vlastnostmi samotného operačního zesilovače. Omezení ze strany vyšších kmitočtů zvětšuje odolnost zařízení proti rušení interferenčními zázněji. Zde je nutné poznamenat, že vstupní signál bude po průchodu zesilovačem značně zkreslen (limitace). Toto zkreslení není však pro funkci přístroje na závadu, neboť se vyhodnocují pouze mezery v signálu.

Za zesilovačem OZ<sub>1</sub> následuje detektor s diodami  $D_1$ ,  $D_2$ . Výstupní napětí z detektoru je záporné a je vyhlazováno kondenzátorem  $C_5$ . Toto napětí udržuje při hudebním signálu tranzistor  $T_2$  v nevodivém stavu. Objeví-li se v signálu mezera (řeč), záporné předpětí z detektoru bude nulové

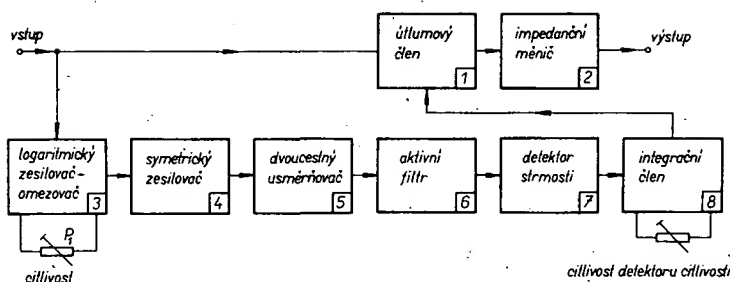
a uplatní se kladné předpětí, které je získáváno pomocí odporu  $R_8$ . To znamená, že tranzistor  $T_2$  přejde do vodivého stavu. Do vodivého stavu přejde proto i tranzistor  $T_4$  a rozsvítí se indikační dioda LD<sub>1</sub>. Tato dioda indikuje přítomnost mezer ve vstupním signálu. Napěťový skok na kolektoru  $T_2$ , který vzniká s příchodem mezery v signálu, je upraven v tvarovacím obvodu  $C_{10}$ ,  $D_3$  na kladný impuls s definovanou šířkou. Impulsy z tohoto tvarovacího obvodu jsou přivedeny přes diodu  $D_4$  k integračnímu článku  $C_{12}$ ,  $C_{13}$ ,  $R_{14}$ . Napětí na tomto článku se zvětšuje se zvětšováním četnosti mezer v signálu. V době mezi mezerami se kondenzátor  $C_{12}$  a  $C_{13}$  vybíjeji přes odpory  $R_{14}$  a  $R_{15}$ . Tímto způsobem je zajištěna jistá časová konstanta celého přístroje, která zaručuje, že vypínací obvod mění svůj stav teprve po jisté době. Z tvarovacího obvodu je stejnosměrné napětí přivedeno na řídicí elektrodu tranzistoru  $T_1$ . Pokud je řídicí napětí nulové, je tranzistor  $T_1$  v nevodivém stavu. Nevodivý stav je zajištěn předpětím v emitoru  $T_1$  (+6,7 V). Bude-li řídicí napětí dostatečné (velká četnost mezer ve vstupním signálu), přejde  $T_1$  do vodivého stavu. Vzhledem k tomu, že vstupní nf signál je přes odpory  $R_4$ ,  $R_8$  a kondenzátor  $C_5$  přiveden ke kolektoru  $T_1$ , zeslabí se vlivem zmenšení vnitřního odporu  $T_1$ . Velikost zeslabení je možno nastavit volbou nastavení trimru  $R_6$ . Maximální dosažitelné zeslabení je asi -40 dB. Aby nebyl signál zkreslen, nesmí maximální amplituda vstupního signálu přesáhnout úroveň 1 V. Nízkofrekvenční signál je potom dále převeden přes emitorový sledovač s tranzistorem  $T_3$  na výstupní svorky přístroje.

Funkci přístroje můžeme snadno ověřit tak, že na vstup připojíme nf generátor, na kterém nastavíme vhodné výstupní napětí (100 až 500 mV), a budeme krátkodobě zkratovat diodu  $D_1$ . Imitujeme tak mezery v signálu. Zkratování musí být signalizováno diodou LD<sub>1</sub>. Pokud zkratujeme diodu  $D_1$  dvakrát rychle za sebou, potom se musí zeslabit reprodukce výstupního signálu ze selektoru.

Potenciometr  $P_1$  a tedy i citlivost nastavíme až ve spojení s přijímačem. Nejprve nastavíme  $P_1$  při mluveném programu tak, aby LD<sub>1</sub> zřetelně poblikávala a ztišila se reprodukce. Potom jemně upravíme nastavení  $P_1$  při hudebním pořadu tak, aby dioda pokud možno nepoblikávala (tj. reprodukce nebude tišší). Tento postup je vhodné několikrát opakovat. Zde je nutné poznamenat, že správná funkce přístroje je zaručena pouze tehdy, bude-li vstupní signál málo zašuměný a budou-li tedy mezery velmi výrazné.



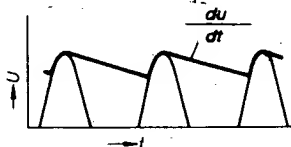
Obr. 80. Zapojení jednoduchého selektoru hudby



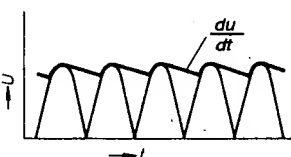
Obr. 81. Blokové zapojení selektoru pracujícího na principu vyhodnocování dozvuku

### Selektor hudby pracující na principu vyhodnocení dozvuku

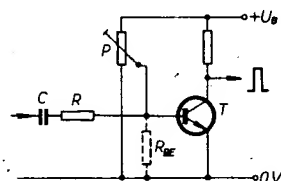
Činnost obvodů, která je založena na vyhodnocení dozvuku, je možné sledovat na blokovém zapojení na obr. 81. Vstupní signál je nejprve přiveden na logaritmický zesilovač-limiter. Jak bylo již uvedeno, vychází se zde z předpokladu, že dozívající signál má exponenciální průběh (obr. 76), který je v logaritmickém zesilovači-limiteru linearizován (obr. 77). Po limitaci jsou vrcholy vlnovek více zaobleny a rozšířeny. Dále je signál usměrňován. Vyhlašovací filtr na výstupu detektoru musí mít dostatečně malou časovou konstantu, aby výstupní napětí mohlo sledovat špičky signálu. Při jednocestném usměrňování a malé časové konstantě může při nízkých kmitočtech vzniknout velké zvlnění výstupního signálu (obr. 82). Potom, zvláště při trvalém tónu, může dojít k záměně zvlnění se strmostí dozívání. Je proto tedy vhodné použít dvoucestné usměrňování, při němž má výstupní signál menší zvlnění (obr. 83). Výsledkem bude tedy signál s dvojnásobným kmitočtem a s menší amplitudou zvlnění. Dva signály, které mají stejnou amplitudu, ale obrácenou polaritu (jsou nutné pro dvoucestné usměrňování), jsou získány v symetrickém stupni (stupeň 4 na obr. 81). Tento stupeň je nastaven tak, že signál bude generován asi od 30 % maximální úrovně vstupního signálu. Vstupní signál z dvoucestného detektoru (stupeň 5) je potom přiveden přes aktivní filtr (stupeň 6) na vstup detektoru strmosti (stupeň 7). Aktivní filtr zde značnou měrou přispívá k vyhlazení demodulovaného signálu.



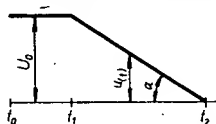
Obr. 82. Zvlnění na výstupu jednocestného usměrňovače



Obr. 83. Zvlnění na výstupu dvoucestného usměrňovače



Obr. 84. Zapojení detektoru strmosti



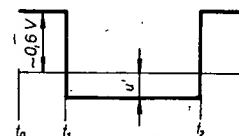
Obr. 85. Průběh napětí na vstupu detektoru strmosti

Na obr. 84 je zapojení detektoru strmosti. Trimmer P je nastaven tak, aby bez přítomnosti vstupního signálu byl tranzistor T ve vodivém stavu. V tomto případě bude odpor  $R_{BE}$  značně menší než odpor  $R$ . Z hlediska vstupního signálu tvoří odpor  $R + R_{BE}$  a kondenzátor C derivační obvod. Vstupní napětí má průběh podle obr. 85. Časový průběh tohoto napětí je možné napsat ve tvaru

$$u(t) = U_0(1 - kt) \quad (1),$$

kde  $k$  charakterizuje strmost poklesu dozívajícího signálu ( $k = \text{tg} \alpha$ ). Derivované napětí na bázi tranzistoru T bude

$$u' = -U_0 ckt \quad (2),$$

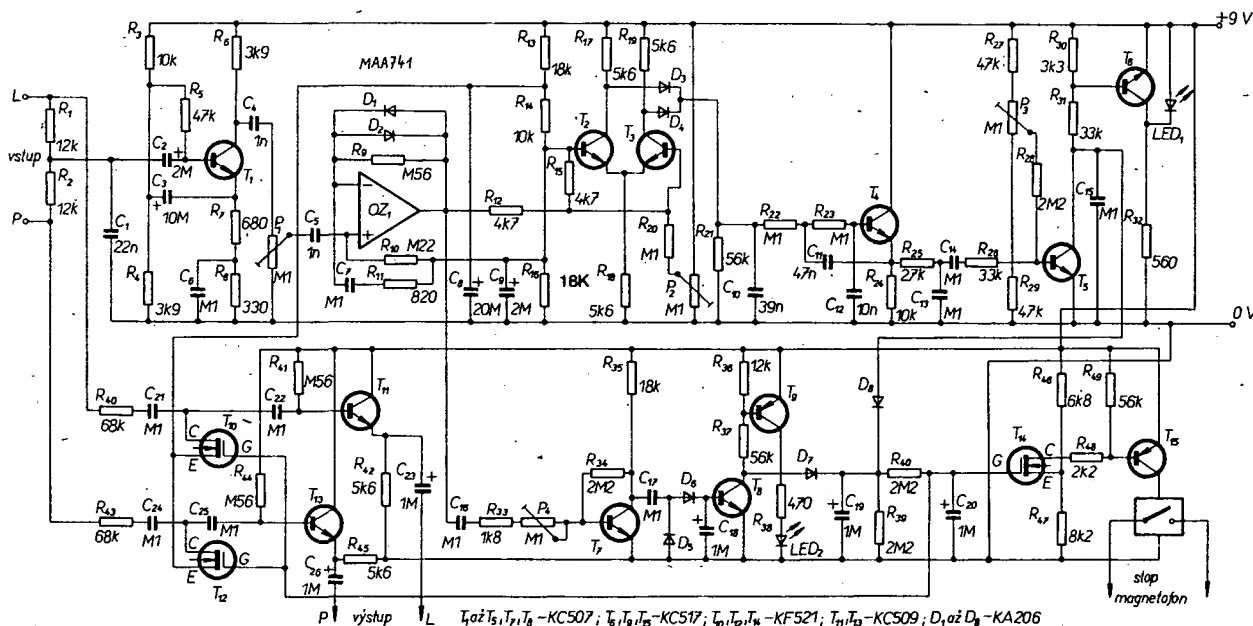


Obr. 86. Průběh napětí na bázi tranzistoru

kde konstanta  $c$  charakterizuje jednak časovou konstantu derivačního obvodu, jednak zeslabení derivovaného signálu vlivem napěťového děliče  $R$  a  $R_{BE}$ . Průběh napětí  $u'$  je na obr. 86. Jak je vidět ze vztahu (2), bude záporné  $u'$  tím větší, čím větší bude strmost poklesu signálu. Při dostatečně velkém záporném napětí  $u'$ , tj. při dostatečně velké strmosti poklesu signálu, přejde tranzistor T do nevodivého stavu. To znamená, že na jeho kolektoru vznikne kladný napěťový skok. Jakmile dozívající signál dosáhne nulové úrovně, tranzistor T přejde opět do vodivého stavu. Impulzy, které takto vznikají, jsou po integraci přivedeny k vypínacímu obvodu, podobně jako tomu bylo v případě jednoduchého selektoru.

Na obr. 87 je skutečné zapojení, které využívá přirozeného dozvuku hudebního signálu.

Vzhledem k tomu, že uvedený přístroj je určen i pro stereofonní provoz, je na vstupu slučovací obvod s tranzistorem  $T_1$ . Úkolem slučovacího obvodu je vytvořit



Obr. 87. Zapojení selektoru pracujícího na principu vyhodnocování dozvuku

z levého a pravého akustického signálu součtovou složku, která je pak dále použita za základ pro vyhodnocení hudebních pořadů. Na místě logaritmického zesilovače-limiteru je použit operační zesilovač OZ<sub>1</sub>, který má v obvodu zpětné vazby diody D<sub>1</sub> a D<sub>2</sub>. Nízké kmitočty jsou potlačeny vhodně volenými kondenzátory C<sub>4</sub>, C<sub>5</sub> a C<sub>7</sub>. Dále následuje dvojčinný zesilovač s tranzistory T<sub>2</sub> a T<sub>3</sub>. Za detektorem s diodami D<sub>3</sub>, D<sub>4</sub> je aktivní filtr s tranzistorem T<sub>4</sub>.

Detektor strmosti poklesu obálky vstupního signálu je realizován derivačním článkem a tranzistorem T<sub>5</sub>. Z popisu funkce vyplývá, že tranzistor T<sub>5</sub> je stále ve vodivém stavu. Proto také komplementární tranzistor T<sub>6</sub> bude ve vodivém stavu a bude zkratovat indikační luminiscenční diodu LD<sub>1</sub>. Pokud detektor strmosti vyhodnotí dostatečně velkou strmost obálky doznívajícího signálu, přejde tranzistor T<sub>5</sub> do nevodivého stavu; stejně tak i T<sub>6</sub>. To znamená, že se dioda LD<sub>1</sub> rozsvítí a bude tak indikovat řeč. Kladné impulsy z kolektoru T<sub>5</sub> jsou přivedeny přes diodu D<sub>6</sub> k integračnímu článku C<sub>19</sub>, C<sub>20</sub>, R<sub>39</sub>, R<sub>40</sub>. Dioda D<sub>6</sub> zabraňuje okamžitému vybití kondenzátoru C<sub>19</sub> po skončení kladného impulsu (tranzistor T<sub>5</sub> je pak ve vodivém stavu). Pomalé vybití kondenzátoru probíhá jen díky velké časové konstantě obvodu (asi 10 sekund). Je tak zaručeno, že při výskytu řeči se kondenzátor C<sub>19</sub> nabije okamžitě, to znamená, že se okamžitě ztiší reprodukce. Ale na druhé straně, po skončení řeči, dosáhne reprodukce plné intenzity až asi po deseti sekundách. Tato setrvačnost je nutná, neboť delší pauzy v řeči by měly vždy za následek krátkodobé „uvolnění“ reprodukce, a tedy chybnou funkci selektoru. Z výstupu integračního článku je řídicí signál přiveden na řídicí elektrody tranzistorů T<sub>10</sub> a T<sub>12</sub>, které pracují ve funkci útlumových členů. Nízkofrekvenční signály levého a pravého akustického kanálu jsou pak přes emitorové sledovače s tranzistory T<sub>11</sub> a T<sub>13</sub> přivedeny na výstup přístroje.

Celé zapojení je ještě navíc doplněno o obvod s tranzistory T<sub>7</sub> až T<sub>9</sub>. Funkce tohoto obvodu je velmi jednoduchá. Vyhodnocuje totiž pouze přítomnost akustického signálu. Tranzistor T<sub>7</sub> zesiluje výstupní signál z OZ<sub>1</sub>. Zesílený signál je detekován diodami D<sub>5</sub> a D<sub>8</sub>. Stejnoseměrná složka z výstupu detektoru potom ovládá tranzistor T<sub>8</sub>. Pokud je signál na výstupu OZ<sub>1</sub> nulový, tak je T<sub>8</sub> v nevodivém stavu a kondenzátor C<sub>19</sub> se přes diodu D<sub>7</sub> nabíjí. To znamená, že se napětí na G tranzistorů T<sub>10</sub>, T<sub>12</sub> bude pozvolna (časová konstanta nabíjení C<sub>19</sub> a C<sub>20</sub>) zvětšovat. V důsledku toho se zesílí reprodukce. To znamená, že se reprodukce ztišuje nejen při řeči, ale i při delších pauzách v programu. Tímto způsobem se zlepšuje účinnost celého zařízení. Pokud se totiž po delší pauze v programu vyskytne v signálu řeč, je ze začátku ještě zeslabena vlivem detektoru pauzy a později vlivem detektoru strmosti doznívajícího signálu. Je tak vyloučeno, aby při začátku řeči měla reprodukce plnou hlasitost a zeslabovala se teprve po nějaké době (časová konstanta nabíjení C<sub>19</sub>, C<sub>20</sub>).

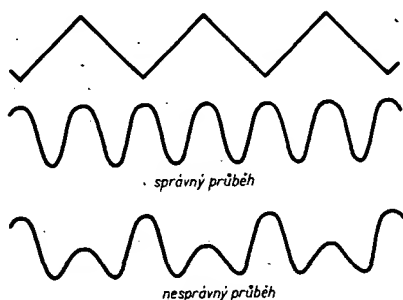
Popisované zařízení lze ještě doplnit obvodem, jehož zapojení je též na obr. 87. Tento obvod je velmi vhodný v případě, kdy nahráváme hudební pořad z rozhlasového přijímače. Je pochopitelné, že při nahrávání hudebních pořadů chceme větší hlasitost a nikoli různé mluvené vložky mezi jednotlivými hudebními

čísly. Doplnkový obvod umožňuje pomocí dálkového ovládání STOP tlačítka u magnetofonu přerušit nahrávání, pokud se v programu vyskytne řeč. Samotné zapojení pomocného obvodu, jak je vidět z obr. 87, je velmi jednoduché. Paralelně k řídicím elektrodám T<sub>10</sub>, T<sub>11</sub> je zapojena řídicí elektroda T<sub>14</sub>. Tento tranzistor zastává funkci imedančního převodníku. Tranzistor T<sub>15</sub>, v jehož kolektoru je zapojeno relé, je výkonový zesilovač. Ke kontaktům relé je připojen výstup dálkového ovládání tlačítka STOP u magnetofonu.

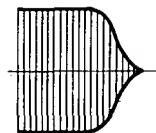
Správně nastavit přístroj není již tak jednoduché, jako tomu bylo v případě jednoduchého selektoru, neboť je nutné nastavit správně čtyři trimry. Budeme k tomu potřebovat osciloskop a signální generátor, nejlépe s trojúhelníkovitým výstupním signálem. Na jeden ze vstupů přivedeme signál 2 kHz, 1,5 V (mezivrcholová hodnota). Osciloskop připojíme na výstup operačního zesilovače a změnou nastavení P<sub>1</sub> překontrolujeme logaritmické omezení OZ<sub>1</sub>. Nastavíme P<sub>1</sub> tak, aby symetrický stupeň T<sub>2</sub>, T<sub>3</sub> nebyl ještě přebuzen, tj. aby nenastávala ještě limitace signálu. Osciloskop připojíme na katody diod D<sub>3</sub>, D<sub>4</sub>. Jak bylo již řečeno, bude v tomto bodě signál s dvojnásobným kmitočtem oproti kmitočtu vstupního signálu. Vzhledem k logaritmickému průběhu zesílení OZ<sub>1</sub> nebude mít signál trojúhelníkovitý průběh, ostré špičky budou značně zaobleny. Na obr. 88 je správný a nesprávný průběh napětí. Správného průběhu dosáhneme vhodným nastavením P<sub>2</sub>.

P<sub>1</sub> a P<sub>3</sub> je nejlépe nastavovat již ve spojení s rozhlasovým přijímačem. Dočasně odpojíme diodu D<sub>7</sub>. Přijímač naladíme na stanici, která má na programu mluvený pořad. P<sub>1</sub> a P<sub>3</sub> se snažíme nastavit tak, aby dioda LD<sub>1</sub> nejen co nejčastěji poblikávala, ale aby při mezerách mezi jednotlivými slovy zůstala úplně zhasnutá. Dále naladíme přijímač na stanici s hudebním programem. Nyní se budeme snažit nastavit P<sub>1</sub> tak, aby dioda LD<sub>1</sub> přestala poblikávat. Pokud budeme v tomto případě jemně otáčet běžcem trimru P<sub>1</sub> v takovém směru, při němž se pomalu zvětšuje napětí na vstupu OZ<sub>1</sub>, potom bude LD<sub>1</sub> nejdříve stále častěji poblikávat, při dalším otáčení se bude jas poblikávání diody zmenšovat, až konečně dioda zhasne. V tuto chvíli přestane být reprodukce zeslabována a hudební pořad bude reprodukován v plné intenzitě. Přijímač naladíme na stanici s mluveným programem – překontrolujeme, ztišuje-li se reprodukce (dioda LD<sub>1</sub> bude poblikávat). Pokud nedosáhneme tohoto stavu, je nutné jemně změnit nastavení P<sub>3</sub> a výše uvedený postup opakovat.

Pro nastavení P<sub>3</sub> je také možno použít následující postup. Budeme k tomu potřebovat signální generátor, který má možnost připojit vnější amplitudovou modulaci. Jako modulační signál zvolíme



Obr. 88. Správný a nesprávný průběh napětí na katodách diod D<sub>3</sub>, D<sub>4</sub>



Obr. 89. Průběh amplitudově přemodulovaného signálu

signál s kmitočtem několika Hz. Pokud signál generátoru přemodulujeme, obdržíme signál na obr. 89. Tímto způsobem tedy vlastně simulujeme doznívající signál. Takto modulovaný signál se základním kmitočtem asi 2 kHz přivedeme na jeden ze vstupů selektoru. Osciloskop připojíme na kolektor T<sub>5</sub>. Modulační signál nastavíme tak, aby doba poklesu obalové křivky byla 10 ms (řeč). V tomto případě se musí na kolektoru T<sub>5</sub> objevit impulsy. Pokud tomu tak není, je nutné změnit nastavení P<sub>3</sub>. Změníme modulační kmitočet tak, aby doba poklesu obalové křivky byla 30 ms (hudba). Na kolektoru T<sub>5</sub> nyní nesmí být žádné impulsy (nebo jen s velmi malou amplitudou). Změnou nastavení P<sub>3</sub> vlastně měníme práh detektoru strmosti, tj. volíme strmost poklesu obalové křivky vstupního signálu, od níž se na výstupu detektoru objeví impulsy, které po další úpravě způsobí zeslabení reprodukce. P<sub>3</sub> má být nastaven tak, aby se od strmosti poklesu menší než 20 ms zeslabil reprodukce.

Posledním krokem je správné nastavení P<sub>4</sub>. Připojíme nazpět diodu D<sub>7</sub> a připojíme i rozhlasový přijímač. Trimr P<sub>4</sub> nastavíme tak, aby při reprodukci hudby nebyla reprodukce zeslabována i při nejméně hlasitých částech hudebního programu. Na druhé straně v pauzách mezi jednotlivými programy se však musí reprodukce zeslabovat (při správně nastaveném P<sub>4</sub>). Jakmile se zeslábí reprodukce vlivem pauzy v programu, tak se zároveň rozsvítí dioda LD<sub>2</sub>. Jednoduše tak můžeme rozpoznat, zda jde při zeslabení reprodukce o řeč, nebo o pauzu v programu.

Je pochopitelné, že přesné nastavení celého selektoru bude vyžadovat delší trpělivou práci a mnoho praktických zkoušek ve spojení s přijímačem. Je totiž nutné ověřit funkci přístroje při různých žánrech hudebních programů. Přitom je nutné poznamenat, že funkce přístroje selhává v případech, kdy je řeč podložena hudbou nebo nějakým jiným spojitým signálem (např. při sportovní reportáži je hlas reportéra podložen hlukem ze hřiště nebo ze stadionu). To znamená, že přístroj musíme nastavovat při řeči, která není podložena žádným dalším signálem.

Vzhledem k tomu, že stavba přístroje není kritická na rozložení součástek, byla místo speciální desky s plošnými spoji použita univerzální deska pro logické integrované obvody (DIL). Navíc univerzální deska s plošnými spoji umožňuje jednoduše realizovat různé varianty selektoru hudby. Budeme-li např. přístroj používat pouze pro monofonní provoz, může odpadnout obvod s tranzistorem T<sub>1</sub> a obvod s tranzistory T<sub>12</sub>, T<sub>13</sub>. Vstupní signál potom připojíme přímo na kondenzátor C<sub>4</sub>. Pokud máme k dispozici nf zesilovač s dostatečně velkým vstupním odporem (asi 100 kΩ), můžeme vypustit emitorové sledovače T<sub>11</sub> a T<sub>13</sub>. Výstupní signály v tomto případě odebíráme z kondenzátorů C<sub>22</sub> a C<sub>25</sub>. Dále podle potřeby použijeme obvod k dálkovému ovládání tlačítka STOP u magnetofonu.

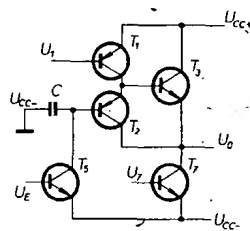
Závěrem je možno říci, že přístroj splňuje požadavky na něj kladené. To znamená, že s účinností asi 90 % rozlišuje hudbu od řeči. Podstatného zlepšení účinnosti by bylo možno dosáhnout již jen použitím drahé výpočetní techniky.

## NORTONŮV ZESILOVAČ

Zvláštním druhem operačního zesilovače je tzv. Nortonův zesilovač, u něhož je poněkud pozměněn oproti běžnému operačnímu zesilovači vstupní diferenční stupeň. Zatímco u běžného operačního zesilovače je výstupní napětí úměrné rozdílovému vstupnímu napětí, je u Nortonova zesilovače toto výstupní napětí úměrné vstupnímu rozdílovému proudu. K dosažení uvedené závislosti je vstupní obvod Nortonova zesilovače jednodušší, a proto Nortonovy zesilovače bývají relativně levné.

Pro pochopení funkce tohoto zesilovače použijeme obr. 1. V tranzistoru  $T_5$ , jehož aktivní zátěží je tranzistor  $T_1$ , je koncentrováno celé zesílení. Jeho kolektorový proud je u obvodu LM3900 nastaven na 200  $\mu$ A. Tranzistor  $T_3$  je zapojen jako emitorový sledovač (s předpětím), pracující ve třídě A a  $T_7$  je zapojen jako proudová zátěž s proudem 1,3 mA. Tranzistor  $T_2$  zvětšuje proudový zesilovací činitel stupně, takže vstupní proud bude několik nA. Stejně funkce je možné dosáhnout tranzistory v Darlingtonově zapojení na vstupu, ale jejich použití má tu nevýhodu, že je zapotřebí většího předpětí. Rovněž použití tranzistorů v Darlingtonově zapojení na výstupu zmenšuje rozsah výstupního napětí.

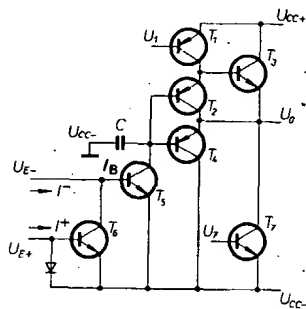
Tranzistor p-n-p ( $T_2$  na obr. 2) má laterální strukturu a jeho kolektor je připojen na výstup. Když bude na výstupu velké záporné napětí, bude mít přechod báze-kolektor předpětí a substrát pracující jako „parazitní“ kolektor umožňuje zesilovači odebrat větší proud, než je proud nastavený tranzistorem  $T_7$ , tzn. že  $T_2$  pracuje



Obr. 1.

jako vertikální tranzistor p-n-p a výstup pracuje pak ve třídě B.

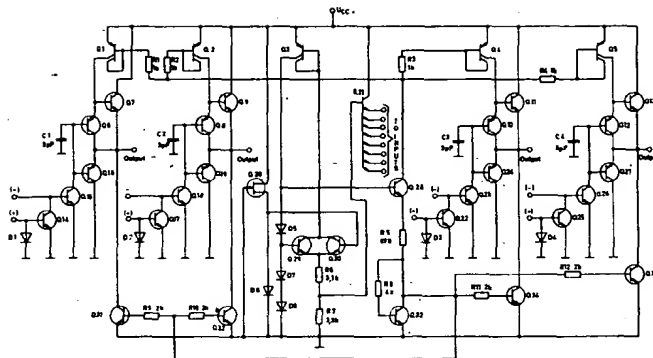
Abychom obdrželi neinvertující vstup, bude mít tranzistor  $T_6$  předpětí pomocí diody (viz obr. 2) a vstupy pracují pak jako proudové zrcadlo se zesílením 1. Vstupní klidový proud ( $I_B$ ) do  $T_5$  je rozdí-



Obr. 2.

lem obou vstupních proudů, tzn. že tento obvod zesiluje vstupní rozdílový proud.

Vertikální tranzistor p-n-p  $T_4$  nastavuje výstup do třídy B a zvětšuje jeho výkon.  $T_1$  má takové předpětí, že teplotní zá-



Obr. 3.

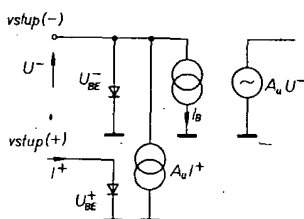
vislost proudového zesílení  $T_3$  je kompenzována změnou kolektorového proudu  $T_1$ ;  $T_7$  má takové předpětí, že jeho kolektorový proud bude konstantní. U IO LM3900 bude (obráz. 3) napětí  $-U_{CC}$  na zemi, takže není zapotřebí symetrický napájecí zdroj. Špičkové výstupní napětí bude stejné, ať již použijeme zdroj +30 V nebo  $\pm 15$  V.

Proudová zátěž s tranzistory n-p-n  $T_{31}$ ,  $T_{32}$ ,  $T_{33}$  a  $T_{34}$  dostává předpětí z emitoru  $T_{28}$  přes  $R_5$ , kdežto zdroje proudu  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_4$  a  $T_5$  dostávají předpětí z kolektoru  $T_{28}$ , tzn. že  $T_{28}$  nastavuje proud zesilovače. Aby zapojení bylo po zapnutí stabilní, bude  $T_{30}$  zavřen a teče přes diodu  $D_5$ ,  $D_7$  a  $D_8$  (které řídí  $T_{28}$ ) proud. Tento proud je určen vztahem

$$I_D = \frac{U_{BE5}}{R_6 + R_7}$$

tzn., že napájecí proud je nezávislý na napájecím napětí. V praxi však musí být toto napětí větší než 5 V.

Daleko lépe pochopíme funkci IO LM3900, použijeme-li náhradní obvod podle obr. 4. Je zřejmé, že oba vstupy mají proti zemi předpětí  $U_{BE1}$ , přičemž rozsah vstupních napětí je řádu 100 mV s omezením při 0,5 V. Vstupní proud na

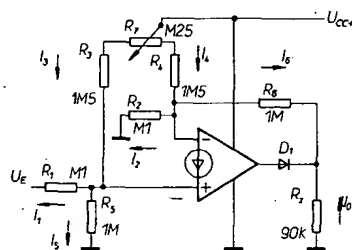


Obr. 4.

vstupu + je odvozen ze vstupního proudu vstupu - a je veden ke zdroji signálu a to přes vnější obvod. Z toho vyplývá, že zdroj signálu je na vstupu - využíván jen k získání rozdílového vstupního proudu  $I_B$  a výstupní napětí je úměrné „ekvivalentnímu napětí“ na tomto vstupu. Jak je zřejmé, je rozdílové vstupní napětí v tomto zapojení omezeno, z čehož vyplývá, že hodnoty vnějších odporů musí být voleny tak, aby vstupní proudy byly v požadovaném rozsahu.

Protože zapojení, jako např. měřící zesilovač a střídavý zesilovač pracují jen při stabilním referenčním napětí nebo stejnosměrném předpětí, vysvětlíme si

dále způsob nastavení tohoto předpětí. V mnoha obvodech používaných v měřící technice se předpokládá, že výstupní napětí bude 0 V, když je vstupní napětí rovno 0 V. Toho lze u IO LM3900 dosáhnout stejnosměrným předpětím, nastaveným podle obr. 5. Pokud potenciometr  $R_7$



Obr. 5.

a dioda  $D_1$  nebudou použity, pak odpory  $R_3$  a  $R_4$  jsou připojeny na napájecí napětí a odpor  $R_6$  přímo na výstup. Obě vstupní napětí jsou 0 V a vstupní proudové zrcadlo zajišťuje, že proudy  $I_1$  a  $I_2$  budou stejné (zanedbáme-li vliv  $I_B$ ), takže pak platí:

$$I_3 - I_1 - I_5 = I_4 - I_2 - I_6.$$

Protože vstupy zesilovače mají předpětí  $U_{BE}$  oproti zemi, převedeme předchozí vztah na rovnici:

$$\frac{U_{CC+} - U_{BE}}{R_3} - \frac{U_{BE}}{R_1} - \frac{U_{BE}}{R_5} = \frac{U_{CC+} - U_{BE}}{R_4} - \frac{U_{BE}}{R_2} - \frac{U_{BE}}{R_6}$$

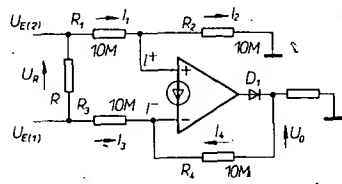
ale  $R_1 = R_2$ ,  $R_3 = R_4$  a  $R_5 = R_6$ , takže napětí  $U_0$  se blíží k nule. Jak vyplývá z vnitřního zapojení IO LM3900, nemůže být na vstupu nikdy napětí 0 V (nebo  $U_{CC-}$ ), tzn. že stejnosměrným předpětím nastavujeme na výstupu co nejmenší napětí - proto na výstup připojíme diodu  $D_1$ , abychom potřebovalý stejnosměrný proud nastavili. Výstupní napětí je dáno vztahem

$$U_0 = \frac{U_{BE} R_2}{R_6 + R_2}$$

a je v daném případě asi 5 mV a může být

redukováno na nulu potenciometrem  $R_7$ . Zesílení je pak dáno poměrem  $-R_6/R_2$ .

Dalším požadavkem na měřicí zesilovač je přeměna libovolného rozdílového napětí na napětí vztahované k zemi. Toho je možno dosáhnout zapojením podle obr. 6.



Obr. 6.

Rozdílové napětí  $U_{E1} - U_{E2}$  je přivedeno na odpor  $R$ . Na vstupu je napětí  $U_{BE}$  (přes „zem“), proto proudy budou dány vztahy:

$$I_1 = \frac{U_{E1} - U_{BE}}{R_1}$$

$$I_2 = \frac{U_{BE}}{R_2}$$

$$I_3 = \frac{U_{E2} - U_{BE}}{R_3}$$

$$I_4 = \frac{U_0 - U_{BE}}{R_4}$$

Za předpokladu, že:  $I^+ = I_1 - I_2$

a  $I^- = I_3 + I_4$

ale  $I^+ = I^-$  (při zanedbání proudu  $I_B$ ), pak:

$$I_4 = I_1 - I_2 - I_3$$

Z toho

$$\frac{U_0 - U_{BE}}{R_4} = \frac{U_{E1} - U_{BE}}{R_1} - \frac{U_{BE}}{R_2} - \frac{U_{E2} - U_{BE}}{R_3}$$

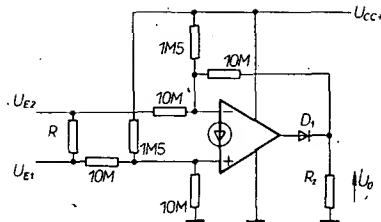
ale  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$  a z toho:  $U_0 = U_{E2} - U_{E1}$

tzn., že velikost výstupního napětí je stejná jako vstupní rozdílové napětí, vztahované proti zemi.

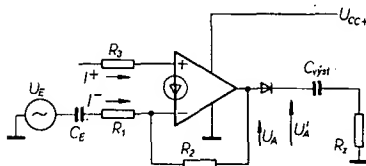
Stejně jako v případě předpětí je vliv  $I_B$  zanedbatelný, tzn. že  $I^+ = I^-$ ; proto můžeme zanedbat i chybové napětí, zejména když je  $U_{E1}$  malé.

Při napájecím napětí 15 V je zaručeno výstupní napětí 10 0,2 V až 13,5 V, za předpokladu, že je  $U_{E2}$  větší než +11 V, takže  $U_{E1}$  je v rozsahu 0,8 V až 12,5 V. Na obr. 7 je zapojení, v němž  $U_{E1}$  a také  $U_{E2}$  mohou být záporná.

Předpětí pro střídavý zesilovač s LM3900 lze získat podle obr. 8. Při konečném stejnosměrném napětí a stejnosměrném proudu a s oběma vstupy na napětí  $U_{BE}$  bude:



Obr. 7.



Obr. 8.

$$U_0 = U_{BE} + I^- R_2$$

$$I^+ = \frac{U_{CC+} - U_{BE}}{R_3}$$

Při zanedbání  $I_B$ ,  $I^+ = I^-$  je pak

$$U_0 = U_{BE} + \left( \frac{U_{CC+} - U_{BE}}{R_3} \right) R_2$$

Pak napětí na výstupu diody:

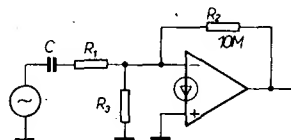
$$U_0 = (U_{CC+} - U_{BE}) \frac{R_2}{R_3}$$

Avšak  $U_{CC+} \gg U_{BE}$ , pak

$$U_0 = U_{CC+} \frac{R_2}{R_3}$$

Položíme-li  $R_3 = 2R_2$ , bude výstupní napětí nastaveno na  $U_{CC+}/2$  a zesílení bude dáno poměrem  $-R_2/R_1$ .

Další metoda nastavení pracovního bodu je na str. 9. Invertující vstup je přes  $U_{BE}$  spojen se zemí a určuje tak stejno-



Obr. 9.

směrný proud přes  $R_3$ . Tento proud je odebrán z výstupu přes odpor  $R_2$ . Platí, že:

$$\frac{U_{BE}}{R_3} = \frac{U_0 - U_{BE}}{R_2}$$

(při zanedbání chyby způsobené  $I_B$ ) a

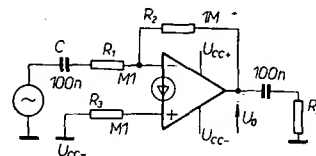
$$U_0 = U_{BE} \left( 1 + \frac{R_2}{R_3} \right)$$

Nejprve určíme odpor  $R_1$  a  $R_2$ . V našem

případě je to 1 MΩ, případně 10 MΩ. Když napájecí napětí bude 15 V, bude v normálním případě stejnosměrné výstupní napětí asi 7,5 V.  $R_3$  je dán vztahem:

$$R_3 = \frac{R_2 U_{BE}}{U_0 - U_{BE}} = \frac{10^7 \cdot 0,5}{7,5 - 0,5} = 680 \text{ k}\Omega$$

Chceme-li použít symetrické napájecí napětí, je potřebné použít jiný obvod pro předpětí, např. podle obr. 10. Vstupy jsou



Obr. 10.

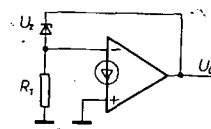
na napětí  $U_{BE}$  připojeny přes  $U_{CC-}$ , proud tekoucí neinvertujícím vstupem bude:

$$\frac{U_{CC+} - U_{BE}}{R_3}$$

Při zanedbání  $I_B$  musí být proud tekoucí invertujícím vstupem stejný a je odebrán z výstupu přes odpor  $R_2$ . Odtud:

$$\frac{U_0 - (U_{CC-} + U_{BE})}{R_2} = \left( \frac{U_{CC-} + U_{BE}}{R_3} \right)$$

Odpory  $R_2$  a  $R_3$  jsou stejné a proto výstupní stejnosměrné napětí je rovno nule.



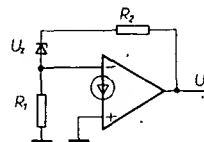
Obr. 11.

Na obr. 11 je zapojení jednoduchého stabilizátoru s LM3900. Proud Zenerovou diodou je určen odporem  $R_1$  a tento proud

je  $I_{R1} = \frac{U_{BE}}{R_1}$ . Výstupní napětí bude

$$U_Z + U_{BE}$$

Na obr. 12 je zapojení tohoto stabilizátoru s teplotní kompenzací. Proud Zenerovou diodou je opět dán stejným vzta-



Obr. 12.

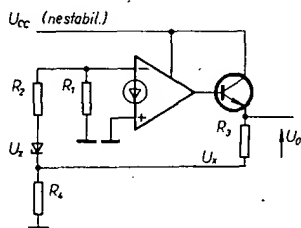
hem jako v obr. 11. Jako v obr. 9 je přes odpor  $2R_2$  přivedeno napětí  $U_{BE} = (1 + \frac{R_2}{R_1})$  a výstupní napětí bude dáno rovnicí:

$$U_0 = U_Z + U_{BE} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$



Zenerova dioda má kladný teplotní činitel, kdežto teplotní činitel přechodu p-n je záporný. Teplotní činitel výstupního napětí bude nulový a tedy je možné zvolit  $R_2$ .

Stabilizátor pro větší výstupní napětí s teplotní kompenzací je možné zapojit podle obr. 13. Proud Zenerovou diodou



Obr. 13.

je dán vztahem  $U_{BE}/R_1$ , a aby byl teplotní součinitel co nejmenší, volíme  $R_2$ . Tak bude:

$$U_x = U_z + U_{BE} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right).$$

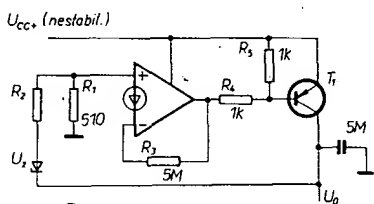
$$\frac{U_x}{R_4} \text{ musí však být rovno } \frac{U_0}{R_3 + R_4},$$

z toho

$$U_0 \approx (U_z + U_{BE} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)) \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right).$$

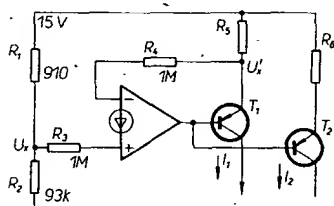
Musí být zajištěno, že  $U_{CC+} \gg U_0 + 2V$ .

Stabilizátor napětí se vstupním-výstupním rozdílovým napětím řádu 100 mV je na obr. 14. Jako dříve bude proud Zenerovou diodou nastaven odporem  $R_1$  a teplotní kompenzace odporem  $R_2$ . Tranzistor bude v saturaci a jmenovitá hodnota  $U_E - U_0$  je závislá na vlastnostech použitého tranzistoru. Proud pro předpětí invertujícího vstupu je nastaven odporem  $R_3$  a odpory  $R_4$  a  $R_5$  zajišťují, že tranzistor  $T_1$  bude zcela saturován.



Obr. 14.

Zapojení vícestupňového zdroje proudu je na obr. 15. Dělič napětí  $R_1$  a  $R_2$



Obr. 15.

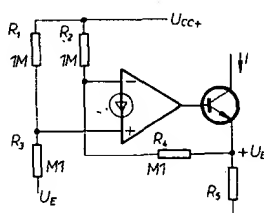
nastavuje stejnosměrnou úroveň  $U_x$  na asi 14 V, která je přes  $R_3$  přivedena na neinvertující vstup. Proud tekoucí do neinvertujícího vstupu musí být stejný, jako proud přes  $R_4$  do invertujícího vstupu. Pak musí na emitoru  $T_1$  být potenciál  $U_x$ , tranzistorem  $T_1$  teče kolektorový  $I_1$ .

$T_1$  a  $T_2$  jsou stejné a rovněž bude stejný i proud do bázi, proto proud  $I_2$  bude dán vztahem:

$$I_2 = \frac{R_5}{R_6} I_1.$$

Když  $R_5$  je 1 k $\Omega$ , pak při zanedbání ztrát (proud přes  $R_4$ ) bude emitorový proud  $T_1$  asi 1 mA.

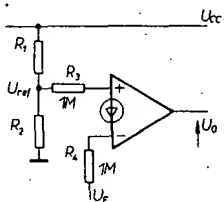
Na obr. 16 je zapojení napětím řízené proudové zátěže. Protože vstupní proudy zesilovače budou stejné, musí emitorové



Obr. 16.

napětí  $T_1$  být rovno  $U_E$  a emitorový proud bude  $U_E/R_5$ . Při zanedbání proudu báze  $T_1$  je kolektorový proud rovněž  $U_E/R_5$  a když  $R_5 = 1$  k $\Omega$ , pak proud zátěží bude 1 mA pro napětí  $U_E$ .

Na obr. 17 je zapojení jednoduchého invertujícího komparátoru, jehož refe-



Obr. 17.

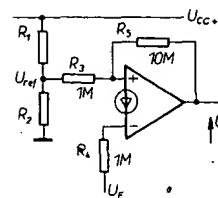
renční napětí je nastaveno odporovým děličem  $R_1$  a  $R_2$ . Neinvertující vstupní proud je dán rovnicí

$$I^+ = \frac{U_{ref} - U_{BE}}{R_3}$$

a invertující vstupní proud rovnicí

$$I^- = \frac{U_E - U_{BE}}{R_4}$$

Zmenší-li se  $U_E$  pod  $U_{ref}$ , bude invertující proud pro funkci proudového zrcadla nedostatečný a výstup bude na úrovni H. Když  $U_E$  bude větší než  $U_{ref}$ , bude nedostatečný proud na neinvertující vstupu a výstup na úrovni L. Pro správnou funkci musí být  $U_{ref}$  větší než  $U_{BE}$  a odpory musí být voleny tak, že nebude překročen proud 200  $\mu A$ . Pro  $U_E$  není žádná horní hranice.



Obr. 18.

Hystereze může být nastavena zpětnovazebním odporem (jako na obr. 18). Když je výstup na úrovni L, je proud do neinvertujícího vstupu dán vztahem:

$$\frac{U_{ref} - U_{BE}}{R_3},$$

přičemž proud odporem  $R_5$  může být zanedbán. Proud do invertujícího vstupu je

$$\frac{U_E - U_{BE}}{R_4}$$

a je-li tento proud menší než

$$\frac{U_{ref} - U_{BE}}{R_3},$$

bude výstup na úrovni H a proud neinvertující vstupu se zvětší o

$$\frac{U_{OH} - U_{BE}}{R_5}.$$

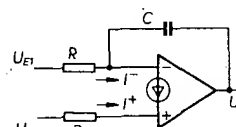
Aby se změnil výstupní stav, musí se zvětšit vstupní napětí o

$$\frac{10U_{ref} + U_{OH}}{10}$$

a z toho vyplývá, že hystereze je  $U_{OH}/10$ .

Na obr. 19 je zapojení v němž výstupní napětí je úměrné integrálu rozdílového napětí. Neinvertující vstupní proud je

$$I^+ = \frac{U_{E2} - U_{BE}}{R}$$



Obr. 19.

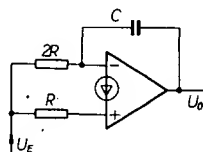
a invertující vstupní proud

$$I^- = \frac{U_{E1} - U_{BE}}{R} + C \frac{d(U_{BE} - U_0)}{dt}.$$

Protože však  $I^+ = I^-$  (při zanedbání vlivu  $I_B$ ) je

$$\frac{U_{E2} - U_{E1}}{R} = -C \frac{dU_0}{dt}$$

Zapojení jednoduchého integrátoru s předpětím na invertujícím vstupu je na



Obr. 20.

obr. 20. Výstupní napětí bude dáno rovnici

$$U_0 = -\frac{1}{2CR} \int (U_E - U_{BE}) dt$$

Integrátor z obr. 20 a Schmittův klopný obvod z obr. 18 mohou vytvořit napěťové řízený oscilátor (obr. 21). Když výstup Schmittova klopného obvodu je na úrovni  $U_L$ , bude  $T_1$  odpojen a neinvertující vstupní proud integrátoru je pak

$$\frac{U_S - U_{BE}}{R_2}$$

a invertující vstupní proud báze bude

$$\frac{U_S - U_{BE}}{R_1} + C \frac{d(U_{BE} - U_0)}{dt}$$

Pak platí

$$U_0 = \frac{1}{C} \int \left[ \frac{(U_S - U_{BE})}{R_1} - \frac{(U_S - U_{BE})}{R_2} \right] dt$$

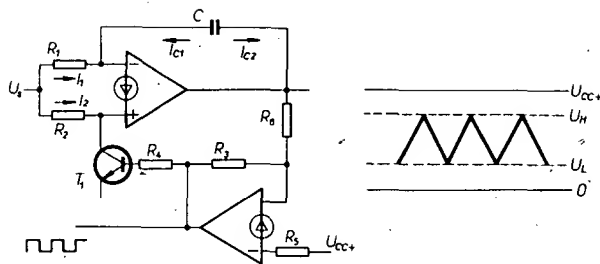
Konečně když výstupní napětí integrátoru dosáhne požadované hodnoty, výstup Schmittova klopného obvodu se přepne do stavu H a tak se připojí i  $T_1$ . Proud odporem  $R_2$  teče pak do země a neinvertující vstupní proud integrátoru bude nulový. Proudové zrcadlo zesilovače způsobí, že invertující vstupní proud bude rovněž nulový. Kondenzátor se začne vybíjet až do té chvíle, dokud se výstupní napětí integrátoru nezmění – současně se přepne na původní úroveň výstup komparátoru.

Pro zjednodušení si položíme  $R_1 = 2R_2$ , pak  $I_2 = 2I_1$ , z čehož vyplývá, že nabíjený proud ( $I_{C1}$ ) a vybíjecí proud ( $I_{C2}$ ) kondenzátoru je vždy rovný  $I_1$ . Výstupní napětí bude

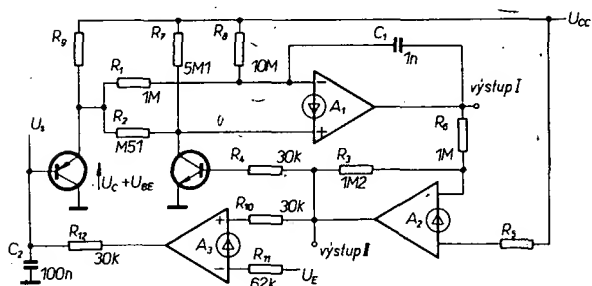
$$U_0 = -\frac{1}{C} \int I_1 dt$$

jak při nabíjení, tak i při vybíjení. Tento výraz můžeme také napsat jako

$$\Delta T = \frac{C \Delta U_0}{I_1}$$



Obr. 21.



Obr. 22.

$$\text{nebo } |\Delta T| = \frac{C}{I_1} |\Delta U_0|$$

a tedy

$$|\Delta T| = \frac{C}{I_1} (U_H - U_L)$$

kde  $U_H$  a  $U_L$  jsou prahová napětí Schmittova klopného obvodu. Tyto „prahy“ a  $I_1$  jsou konstantní – nezávislé na tom, je-li kondenzátor nabíjen nebo vybíjen, proto bude perioda impulsu dána vztahem:

$$T_p = 2\Delta T = \frac{2CR_1(U_H - U_L)}{U_S - U_{BE}}$$

a kmitočet výstupního signálu bude:

$$f = \frac{U_S - U_{BE}}{2CR_1(U_H - U_L)}$$

tzn., že je úměrný napětí  $U_S$ . Střídá je dána vztahem  $R_2/(R_1 - 1)$  a je v uvedeném případě 1:1. Při řídicím napětí, které je rovné nebo menší než  $U_{BE}$ , je kmitočet nulový. Jestliže je žádoucí tuto závislost na  $U_{BE}$  odstranit, může být součtové předpětí přivedeno zpět, jako je to na obr. 22. Transistor  $T_2$  pracuje tak, že kompenzuje drift obvodu a teplotní závislost  $U_{BE}$ . Zesilovač  $A_3$  spolu s  $R_{10}$ ,  $R_{11}$ ,  $R_{12}$  a  $C_2$  tvoří fázový komparátor a celý obvod pak zapojení fázové smyčky (PLL).

## NEZAPOMNĚLI JSTE NA KONKURS AR?

**Uzávěrka 14. ročníku konkursu  
na nejlepší a nejzajímavější amatérské  
konstrukce je 15. září 1982, podmínky  
konkursu byly uveřejněny v AR A2/82 na  
str. 51**

**TĚŠÍME SE NA VAŠI ÚČAST!**